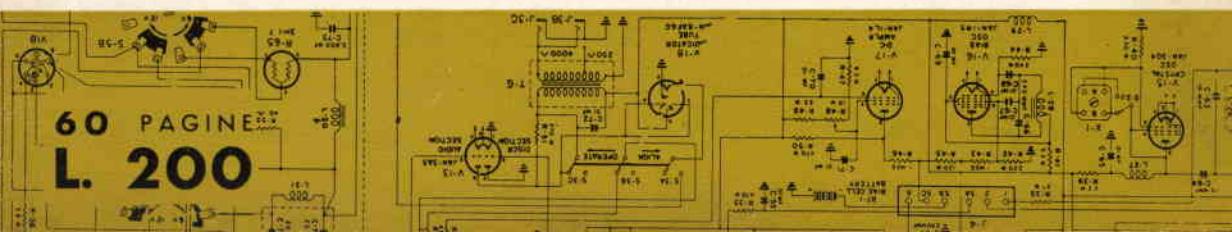
Spedizione in Abbonamento Postale Gruppo III - 15 Gennaio - Febbraio 1965 - Anno V n. 1 - 2

ELETTRONICA MESE

alcuni articoli

ricevitore AM - FM a transistori con unità premontate e pretarate rivelatore a reazione con stabilizzazione calibratore per onde medie e corte

knight-kit

COSTRUITE DA SOLI... RISPARMIANDO

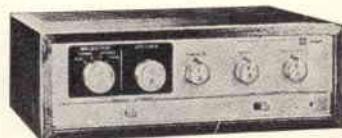
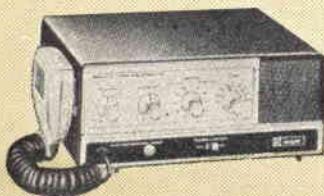
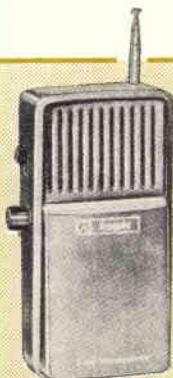
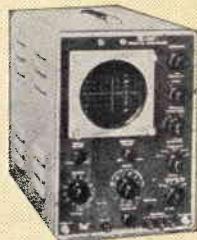
Il numero di pagina indicato si riferisce al catalogo generale della FERCO KNIGHT

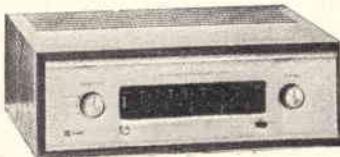
Transistorizzato

Amplificatore stereo
HI - FI 50 watt KG-60
fuori catalogo

Transistorizzato

Sintonizzatore stereo
multiplex MF MA KG-70
pagina 3

Transistorizzato

HI - FI watt KG-320
Amplificatore stereo
pagina 9

Ricetrasmettitore C-22
banda cittadina
pagina 39

Ricetrasmettitore
portatile C-100
pagina 36

Oscilloscopio
professionale
da 0 a 5 Mc
KG-2000
pagina 48

Trasmettitore 150 W
MA e a tasto T-150
pagina 28

Sintonizzatore stereo
multiplex MF MA KG-50
pagina 11

Ricevitore supereterodina
OC Star Roamer
pagina 26

Ricetrasmettitore
portatile
1 watt KG-4000
pagina 38

FERCO S.P.A.

Milano - Via Ferdinando di Savoia, 2

Telefoni 653.112-653.106

letterina del mese

La mancata edizione del n. 1 di gennaio 1965 della nostra pubblicazione, per le note ragioni, ha fatto piovere, (sic), una valanga di lettere! Ed il nostro ringraziamento è doveroso ancorchè necessario poichè poche sono state le testimonianze di sfiducia. Una costatazione questa che ci riempie l'animo di orgoglio! Grazie di cuore! La nostra pubblicazione ha affrontato così, anche se attraverso una prova imprevista, il quinto anno con i migliori voti augurali: le vostre lettere!

Il referendum abbinato alla edizione degli indici delle annate scorse ha dimostrato, se ancora vi fosse qualche dubbio, l'unanime consenso per il contenuto di Elettronica Mese, anzi, allargando orizzonti di interessi, ci ha dato una preziosa indicazione per poter creare nuovi centri di attrazione attorno al mero campo dell'elettronica.

Gli sforzi della Nostra Amministrazione hanno trovato giustificazione nell'ampliamento del proprio schedario abbonati e ci da motivo per richiedere altri impegni.

Dunque occorre migliorare! Occorre diffondere Elettronica Mese! Occorre soprattutto una costante di gradimento che solo attraverso le vostre critiche e attraverso i vostri suggerimenti ci può essere fornita.

Ahimè! Rimane un neo: la consulenza che è davvero troppa e a volte imbarazzante anche per i nostri « cervelloni » dell'ufficio tecnico. Saremmo soddisfatti se almeno l'anno appena appena iniziato ci portasse una efficiente organizzazione per essere più solleciti, più esaurienti, più seguiti!

E con l'augurio di buon lavoro a tutti, a tutti una cordiale stretta di mano e un grazie sentito.

ZELINDO

attenzione !

comunicati ed avvisi importanti

Una copertina in doppia tela con titolo sul davanti e sul dorso con incisione in similoro per rilegare l'annata 1964 di **Elettronica Mese!**

A seguito di numerose richieste da parte dei nostri lettori ed abbonati, la nostra Redazione ha studiato una stupenda copertina che consente di rilegare l'annata 64 onde darle un rilievo di classe ed un posto nella biblioteca tecnica.
Pertanto tutti coloro che desiderassero venire in possesso della copertina possono prenotarla alla nostra Redazione mediante versamento sul c/c Postale n. 8/1988 dell'importo di lire 1.200 comprensivo dell'imballo e della spesa di spedizione. **Per non creare inutili scambi di corrispondenza precisiamo che le copertine verranno spedite nella seconda metà di marzo.** Un consiglio: prenotate per tempo la copertina: solo così sarete sicuri di non rimanere esclusi poichè gli esemplari saranno ridotti al puro necessario.

Indice generale e analitico 1961 - 1962 - 1963 di Elettronica Mese (Già Settimana Elettronica).

Per ricevere l'indice generale e analitico delle annate 61/62/63 **è indispensabile inviare alla nostra Redazione il modulo di pagina 51** (oppure trascritto su cartolina postale) **debitamente compilato prima e non oltre il 28 febbraio 1965.**
Gli indici verranno spediti **gratuitamente** entro la seconda decade di marzo. Ci scusiamo coi nostri lettori per questo ritardo, dovuto unicamente alle recenti Agitazioni Sindacali degli stabilimenti tipografici che hanno rallentato il normale corso di lavoro.

Una rubrica per i nostri lettori con la collaborazione dei lettori.

La nostra Redazione invita tutti i lettori che abbiano elaborato o realizzato progetti che secondo le proprie considerazioni possano interessare un più vasto pubblico ad inviare copia del progetto alla Redazione di Elettronica Mese, Via Centotrecento, 22 Bologna, che ne curerà in una apposita rubrica l'edizione. Si gradisce qualunque delucidazione e documentazione che possa mettere in grado il nostro ufficio tecnico di redigere l'articolo nella forma più chiara ed esauriente possibile.
Tutte le realizzazioni pratiche ed i disegni inviati alla nostra Redazione verranno restituiti al proprietario a pubblicazione avvenuta nelle migliori condizioni e franco di ogni spesa.
Verrà inoltre curata l'attendibilità dei risultati proposti in ordine soprattutto alla reperibilità dei componenti e alle loro precise caratteristiche. Tutti coloro che invieranno realizzazioni o progetti sono pregati di voler esprimere il desiderio che il proprio nome ed indirizzo venga pubblicato o meno. Siamo certi che uno scambio diretto di idee e di progetti fra i nostri lettori non mancherà di suscitare vivo interesse.

FREQUENZIMETRO . . .

Un calibratore per Tutti . . . 100 Kc. 10 Mc. in scatola di montaggio.

COMPOSTA:

n. 1 Quarzo da 100 Kc. (Prezioso quarzo di elevata precisione)
n. 1 Valvola 6AN8 oscillatrice
n. 1 Zoccolo per detta
n. 1 Raddrizzatore di corrente
n. 1 Condensatore elettrolitico (Livellamento)
n. 5 Resistenze ad impasto per il montaggio
Condensatori a mica per montaggio
n. 1 Schema elettrico per montaggio
Fili di collegamento, stagno, ancoraggi, ecc. ecc.
Il tutto per sole **L. 7.500.**

E NON E' FINITO!!!

Come abbiamo già fatto in precedenza (nel pacco prenatalizio) verrà inviato 1/2 kg. di materiale elettronico vario nel quale potrete trovare???? Transistor, tubi catodici, variabili, relais, viteria, sintesi verticali per TV., gioghi di deflessione, telai, quarzi, contenitori, ecc. ecc.

STOP!!! STOP!!! AFFARE.

PACCO ECONOMICO - A sole **L. 3.000 - (Anticongiunturale)**
Composto dal seguente materiale:

1 Pallone sonda diam. mt. 1,20.
1 Contagiri meccanico.
1 Valvola nuova con zoccolo 6AN8A Triodo Pentodo.
1 Relais miniatura ad uno scambio 12 volt.
1 Transistor NUOVO 2N19F. (OC72).
1 Condensatore elettrolitico nuovo 8 mF. 350 volt.
1 Raddrizzatore al selenio NUOVO 250 volt. 60 mA.
5 Condensatori passanti da telaio 1.500 pF. 250 volt. NUOVI.
5 Diodi NUOVI OA85.
1 Compensatore ceramico ducati 3/13 pF.
1 Condensatore variabile giapponese - adatto per ricevitori MF capacità 10+10 pF. - 70+130 pF. Ottimo per gamma dei 144 Mc.) - Tipo in miniatura.
100 Condensatori assortiti Ducati Nuovi Carta Mica 5 pF.
1 Mobiletto in plastica per la costruzione di un piccolo radiotelefono o ricevitore radio dimensioni centimetri 12,5x3,5x7,5.

SOLO L. 3000

FOTORESISTENZE:

Tipo: 200 Mw. fino 110 volt. AC. (75-200 in presenza di luce 10 mohm al buio) cad. . . . . **L. 500**

ATTENZIONE!!!

Inoltre un **pacco sorpresa** di 1/2 kg. di materiale Elettronico nel quale potrete trovare, con buone probabilità: Transistor, altoparlanti, viteria, gioghi di deflessione, basette, zoccoli, trasformatori, Medie frequenze e ogni sorta di materiale elettronico che a caso sarà incluso nel pacco POST NATALIZIO.
Validità dell'offerta: mesi 1.
Si dà precedenza ai pagamenti anticipati.
Valvole - Valvole — Valvole di tutti i tipi trasmittenti e ricevent di antiquariato - Transistor pronti nei ns. magazzini.

INDICATORE CORRENTE D'ANTENNA.

Composto:

Uno strumento termocoppia 10 A. FS.
Un relais d'antenna.
Un condensatore 50 pF. 5 Kv. 5 Amp. sotto vuoto.
Il tutto contenuto in una scatola di alluminio delle seguenti dimensioni: cm. 22,5 x 9,5 x 5.
Costruito dalla **Western Electric: New York.**
Venduti cad. **L. 5.000** - NUOVI.

CUFFIE PROFESSIONALI

Padiglioni in gomma - Corredate di microfono dinamico, impedenza 600 ohm, con pulsante parla ascolta - **cad. L. 5000** **NUOVE**.

✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳

BOLOGNA

Via Begatto, 9
Tel. 27.19.58

C. C. P. **8/2289**

✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳✳

RADIOTELEFONI HANDY TALKIE 29-39 Mc.

in scatola di montaggio.
Completi di ogni parte:
n. 2 transistor tipo OC72-OC70
Trasformatori d'uscita
Circuito stampato
Bobine già avvolte
Antenna da m. 1,25
Custodia
Schema elettrico
AURICOLARE-Microfono

Venduti in scatola di montaggio, la coppia . . L. 7.500

QUARZI - Un calibratore per Tutti

Tipo 100 Kc. adatto per circuiti transistor. cad. . **L. 1800**
Tipo 5,5 Mc. Per calibratori (fino 220 Mc.) cad. . **L. 1500**
Tipo miniatura per convertitori 144-146 Mc. con uscita 10-12 Mc. Frequenza 43 Mc. cad. . . . . **L. 1000**

MOTORINI!!! MOTORINI FINALMENTE NUOVI

n. 1 - Motorino induzione
alimentazione 220 volt. 50 Hz. con inversione di marcia;
potenza 1/50 Hp. 3000 giri circa
montato su cuscinetti a sfera
Dimensioni: Cm. 10,5 x 5 x 5,5
Peso Kg. 0,800

Venduto **nuovo nell'imballo originale** - cad. . . **L. 4500**

TRANSISTOR NUOVI

Tipo: 2N1711, 3 W RF, 100 Mc, cad. . . . . **L. 700**
Tipo: AF124 amplificatore fino 100 Mc. Professionale, cad. **L. 500**
Tipo: AF102 amplificatore 200 Mc. adatto per convertitori 144 M. . . . . **L. 995**
Tipo: Microminiatura - adatto per la costruzione di amplificatori per deboli d'udito (OC56-OC57-OC58 ecc. ecc.) cad. . . . . **L. 350**
Diodi... Diodi... Finalmente ribassati di prezzo - Tipo: BYY20/21 - 15 amp. 75 volt. lavoro continuo, cad. **L. 650**
Alette di fissaggio cad. . . . . **L. 150**
Ponte completo per 30 amp. 75 volt. corredato di alette di raffreddamento . . . . **L. 3500**

MOTORINO. AC. Induzione di forma circolare.

Caratteristiche:

Alimentazione: 220 volt. AC. 50 Hz.
Inversione di marcia.
Condensatore di rifasamento: 2,5 μF. 220 volt.
Giri 2500 circa.
Potenza: 1/50 di HP.
Tipo ad induzione.
Montato su cuscinetti a sfera. Silenzioso.
Dimensioni: 10,5x5x5,5 cm.
Peso: 850 g.
Albero: diam. 5 mm.
Prezzo L. 4.500.

MOTORINO - AC. INDUZIONE - NUOVI.

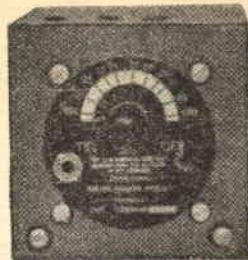
Caratteristiche:

Alimentazione 220 volt. AC. 50 Hz.
Inversione di marcia.
Condensatore di rifasamento: 2,5 μF. 220 volt.
Giri 3000 circa.
Potenza: 1/50 HP.
Induzione.
Montato su cuscinetti a sfera.
Dimensioni: cm. 10,5x5x5,5.
Peso: 800 g.
Albero diam. 5 mm.
Fissaggio con due fori frontali.
Cad. L. 4.500.

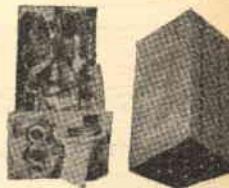
Un trasmettitore UHF sulla frequenza 450 Mc. con cavità
n. 1 cavità argentata. Gamma compresa 430-450 Mc.
n. 2 valvole UHF di potenza.
Impedenze RF.
Resistenze di polarizzazione.
Regalate al prezzo di L. 2.000. Un vero regalo!

FANTINI SURPLUS

Via Begatto, 9 - Bologna
T. 271.958 - c.c.p. 8/2289

Ecco un'occasione per voi radioamatori: costruire un ricevitore di alta sensibilità e selettività, accoppiando questo compattissimo apparato a 6 tubi per doppia conversione, facilitati dal famoso gruppo superprofessionale il notissimo 2615/B della Geloso, costruito per ricevere in gamma continua dalle onde medie fino ai 10 metri, in 6 gamme con estremi sovrapposti. Il gruppo benchè normalmente fornito con uscita IF a 467 Kc, può essere richiesto con uscita a 400 Kc/s. Rimane convenuto che l'apparato BC1206 può essere trasportato a ricevere nel campo di uscita originale del gruppo Geloso 2615/B. Togliendo due lamine a ciascun dei tre variabili del BC1206; cosa molto semplice da fare sulle placche mobili.
A chi ne farà richiesta in tempo cediamo il BC1206 nel suo stato ottimo originale al prezzo eccezionale di . . . . . . **L. 9000**
Valvole per detto, cadauna . . . . **L. 1000**

BC 1206 A

IF 142,5 Kc/s, sensibilità 5 μv RF controllato. Tubi N. 6: 16K7 - 16SA7 - 16SK7 - 16S67 - 2X25L6, sostituire le due 25L6 con due 6U6 - corredato di schema . . . . . **L. 9000**

Ricevitori per l'ascolto di satelliti spaziali (americani e russi) aviazione, polizia stradale, ecc. Tipo 10DB-1589. Estremamente sensibile! Mancante delle 12 valvole, usato. Solo . . **L. 15.000**

CONTROL BOX

Scatola di controllo da lontano (telecomandato) per tre ricevitori o trasmettitori. Prevede la sintonia, il volume, e funzione (CW-MCW-TEL). Comprende tre demoltipliche ad alta precisione, potenziometri, JAKS, bocchettoni ecc.
Nuovo imballato per . **L. 3300**

Ricevitore AN-ARN7.
Professionale ad altissima sensibilità che comprende anche un direction-finder. E' SPECIALE per essere usato come canale a frequenza bassa per seconda conversione. Usa 15 valvole: 4/6K7, 1/6L7, 1/6J5, 2/6B8, 2/6F6, 1/6N7, 1/6SC7, 2/2051, 1/5Z4. Quattro gamme d'onda spaziate ad 150 a 1750 KHz. Bellissima apparecchiatura. Usato, in buono stato, senza valvole **L. 20.000**

RICETRASMETTITORE BC966

IFF aeronautico. Usa 13 valvole poco costose (6H6 - 6SH7 ecc.). E' completo di alimentazione (dynamotor) e filtraggio. Garantito in perfetto stato. Mancante delle sole valvole. Frequenza 180-MHZ . . . . **L. 18.000**

SCR578

Permette di emettere segnali automaticamente, ed inviare messaggi telegrafici usando il tasto compreso nella stazione - Alimentatore rotante a manovella incorporato - Tensione 6 volt 225 vol. Completa di cristallo a 500 KHZ valvole - Antenne funzionanti . . . . **L. 20.000**

PER I 250 MHZ

Ricevitore supereterodina a larga banda. Sintonizzabile a circa 200 MHZ. Ottimo per ponti radio o come "radio esploratore" per tutte le interessantissime ricerche sulle onde ultracorte. Usa 12 valvole: costruzione canadese.
Senza valvole, in ordine, completo di ogni pezzo.
230 MHZ . . . . . **L. 18.000**

silvano giannoni

SANTA CROCE SULL'ARNO - VIA G. LAMI - PISA

Conto Corrente N. 22/9317 tel. 44.636

Direttore tecnico
e responsabile
ZELINDO GANDINI

Esce ogni mese
Numero 1-2
Anno V - 15-2 65

Editore
Antonio Gandini

Disegni e redazione
Enrico Gandini

Pubblicazione registrata
presso il tribunale
di Bologna
N° 3069 del 30-8-63

Stampa
**Scuola Grafica
Salesiana di Bologna**

Impaginazione:
Luca-Gigi

Distribuzione
**S.A.I.S.E. -
Via Viotti, 8 - Torino**

**Recapito Redazione di Bologna
VIA CENTOTRECENTO, 22**

**Amministrazione e pubblicità
VIA CENTOTRECENTO, 22
BOLOGNA**

Spedizione in abb. postale -
GRUPPO III

Una copia L. 200, arretrati L. 200

ELETTRONICA MESE

SOMMARIO

COME MODIFICARE LA FREQUENZA DI TAGLIO DI UN QUARZO *

Esistono vari sistemi per modificare la frequenza tipica di taglio di un quarzo. Uno di questi consiste nel modificare il taglio del quarzo impiegando materiali speciali. Vi sono taluni che sono maestri in quest'arte, però è molto difficile affermare, in modo preciso, se, dopo l'« operazione », si otterrà una determinata frequenza e, di più, se il cristallo, una volta ritoccato, conserverà tutta la sua attività.
D'altro canto esiste l'operazione inversa, che consiste nell'applicare al quarzo una cappa di mercurio-cromo, con la quale si ottiene una variazione di frequenza, però in senso inverso; spesso si combinano le due precedenti operazioni, considerando

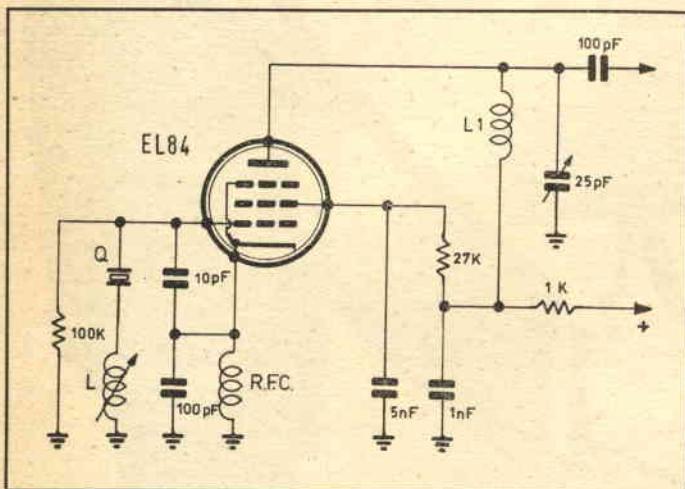



Fig. 1 - Schema elettrico del circuito oscillante impiegato per la modifica della frequenza di risonanza di un quarzo.
Tutte le resistenze sono da 1/2 W.

che la seconda serve a correggere gli eccessi della prima.

Si può anche, come si sa, alterare la frequenza di un quarzo disponendo, in parallelo ai suoi terminali, un compensatore di piccola capacità; in questo caso la variazione di frequenza è piccola (qualche chilociclo rispetto alla frequenza di lavoro) ed il rendimento si abbassa sino allo sganciamento delle oscillazioni. Un'altra soluzione, che in realtà è la più interessante, consiste

* Da « Radio Chassis Television », N. 371-373.

L'UFFICIO BREVETTI DEGLI STATI UNITI RICONOSCE LA FAIRCHILD PROPRIETARIA DEI BREVETTI PLANARI.

Agrate, Milano, 11 Dicembre 1964.

L'Ufficio Brevetti degli Stati Uniti ha riconosciuto la Fairchild Camera and Instrument Corporation proprietaria di 16 delle 17 invenzioni contenute in due brevetti che coprono il processo planare e la struttura planare nella produzione dei semiconduttori. Questo annuncio è stato fatto oggi da Richard Hudgson, Presidente della Fairchild Camera and Instruments Co., durante la riunione del Consiglio di Amministrazione della Società Generale Semiconduttori S.p.A.
In due recenti deliberazioni, l'Ufficio Brevetti USA ha respinto 16 delle 17 richieste di brevetto presentate dalla Hughes Aircraft Company, USA, concedendo a questa Società solo il diritto di contestare la proprietà dell'ultima invenzione. La Hughes ha tuttavia deciso di rinunciarvi concedendola alla Fairchild nel quadro di un reciproco scambio di licenze.
Il Dr. Robert N. Noyce, vice-presidente e Direttore generale della Fairchild Semiconductor Division, ha dichiarato: « Questa decisione conferma che, per l'Ufficio Brevetti USA, la proprietà Fairchild dei brevetti planari è incontrovertibile. L'Ufficio Brevetti non ammetterà alcun altro ricorso perchè il limite di un anno dalla concessione dei brevetti è ormai spirato ».
Il Dr. Noyce ha aggiunto: « Ora che la nostra proprietà sui brevetti planari è stata chiaramente definita, noi continueremo a concedere licenze a tutti i produttori di dispositivi a semiconduttori che impiegano tale processo, prima di iniziare un'azione legale rivolta a proteggere in tutto il mondo i nostri brevetti ».
Il Processo Planare permette di produrre transistori, diodi e microcircuiti in serie con economia di co-

sti e un ineguagliato grado di affidamento. Tale alto affidamento dipende dalla struttura ora brevettata, nella quale tutte le giunzioni sono formate sotto uno strato di biossido di silicio che le protegge contro i danni delle contaminazioni.
Per quanto riguarda i circuiti integrati, l'Ing. Renato Bonifacio, Amministratore delegato e Direttore generale del gruppo SGS-Fairchild (Europa), ha dichiarato: « Di fatto tutti i circuiti integrati oggi in costruzione sono planari, e perciò richiedono una licenza basata sui fondamentali brevetti planari concessi alla Fairchild negli Stati Uniti, nel Regno Unito, in Francia, in Italia e altrove. Inoltre, ha aggiunto l'Ing. Bonifacio, « la Fairchild e le sue consociate europee del gruppo SGS-Fairchild stanno ora attivamente concedendo licenze in tutta Europa sui propri brevetti relativi al Processo Planare».
A tutt'oggi, la Fairchild ha concesso licenze in Europa alla ITT e alla Elliott Automation, negli Stati Uniti alla Philco Corporation e alla Sperry Rand, in Giappone alla Nippon Electric.
I brevetti in questione sono i seguenti: U.S. Patent No. 3.025.580, contenente 11 invenzioni relative al metodo di fabbricazione, e U.S. Patent No. 3.064.167 contenente 6 invenzioni relative alla struttura del Processo Planare.
Questi brevetti furono richiesti nel 1959 e concessi alla Fairchild Camera and Instrument Co. nel 1962.
I dispositivi a semiconduttori della SGS-Fairchild sono costruiti in Europa sotto un accordo di licenza con la Fairchild Camera and Instrument Corporation (USA), e sono coperti da uno o più brevetti concessi o in corso di concessione in Francia (SGDG), Repubblica Federale Tedesca, Italia, Paesi Bassi, Svizzera, corrispondenti ai brevetti U.S. Nos. 2.971.139, 2.981.877, 3.025.589, 3.064.167, 3.108.359, 3.117.260 e altri in corso, e dai seguenti brevetti inglesi: 954.854, 947.520, 908.605 e 938.181.

nel collegare in serie al quarzo una bobina. Il sistema è applicabile a qualunque tipo di quarzo.
Le prove che si esporranno sono state effettuate con un oscillatore triplicatore, con valvola tipo EL84, partendo da un quarzo da 8 MHz, con uscita quindi a 24 MHz.
Lo schema è quello di fig. 1; si tratta di un circuito molto impiegato e conosciuto dai radioamatori con il nome di « Jones ». Presenta il vantaggio di una debole corrente circolante nel circuito del quarzo. La bobina additiva **L**, in serie al quarzo, va avvolta sopra un supporto per radiofrequenza di 10 mm di diametro; le spire sono 30 ed il diametro del filo è 0,3 mm. La bobina L risuona ad una frequenza superiore a quella del quarzo; la capacità in parallelo è formata da circa 20 pF di capacità di filatura. Con il nucleo completamente estratto risuona a circa 9 MHz e produce una diminuzione di frequenza (dal valore fondamentale del quarzo) di 2 KHz. Se si introduce il nucleo la frequenza della bobina tende a diminuire. Quando viene raggiunto il valore 8,5 MHz si ottiene una diminuzione di frequenza di circa 5 KHz rispetto alla frequenza fondamentale. Si comprende quindi che, se l'oscillatore precede i circuiti di moltiplicazione di un trasmettitore per i due metri, si può ottenere una variazione di frequenza da 30 a 90 KHz minimi, inferiori alla frequenza del quarzo.
Entro questi limiti l'attività e la stabilità del quarzo è uniforme e ottima. È evidente che allontanandosi dalla frequenza del quarzo, però si osserva una perdita dell'attività ed un peggioramento della stabilità delle oscillazioni.
Nella pratica, ad esempio, è possibile realizzare un VFO a quarzo, tenendo presente che in qualunque momento si può cortocircuitare la bobina mediante una semplice commutazione.
Il segnale prodotto dal circuito di fig. 1 ed impiegato per pilotare un moltiplicatore per i 144 MHz, durante il periodo di un contest di qualche tempo fa, fu ricevuto con eccellente stabilità. La variazione di frequenza, osservata durante tre ore di funzionamento, non è risultata superiore a 250 Hz.
La bobina L potrebbe essere accordata mediante un piccolo condensatore variabile, ma questa soluzione va scartata, poichè genera instabilità delle oscillazioni e la comparsa di oscillazioni spurie.
Per finire si osserva che la presenza della bobina L semplifica il problema della modulazione di frequenza a banda stretta che si presenta più efficace del sistema del solo quarzo. Pertanto si può ottenere uno « swing » superiore a 10 KHz con eccellente linearità.

MODERNA RIVELAZIONE AM

Per molti anni, i costruttori di radio ci hanno propinato ed ammannito un circuito rivelatore a diodo con scarso rendimento ed alta distorsione e noi lo abbiamo accettato senza l'ombra di alcun sospetto.

Molti ricercatori hanno esperimentato con serietà vari tipi di rivelatori, alla ricerca di un circuito che consentisse un'alta uscita ed una bassa distorsione. Nessuno tuttavia di quei circuiti è più vicino a quello ideale, come il tipo ideato da L. Geisler * e che, qui di seguito, si descriverà.

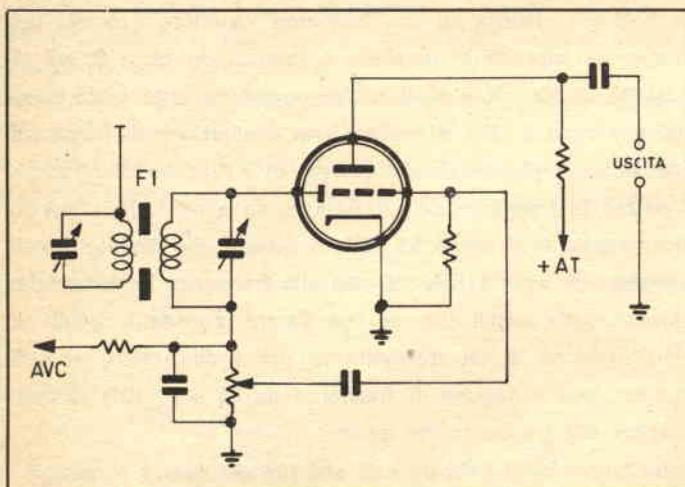



Fig. 1

L'uso della tecnica della reazione negativa per ridurre la distorsione del convenzionale rivelatore è stato già descritto **, ma non sembra sia stato impiegato in realtà con la dovuta serietà.

D'altro canto l'Autore, L. Geisler, ha studiato e realizzato un circuito assai semplice ed economico che ovvia molti, se non tutti, gli svantaggi ed i difetti del convenzionale rivelatore.

Sia che si usino valvole oppure semiconduttori, il rivelatore che si descrive è in grado di riprodurre **tutte** le informazioni impresse alla portante — eccetto le bande laterali perse durante l'amplificazione a radiofrequenza ed a frequenza intermedia — senza introdurre apprezzabile distorsione.

Il circuito non è originale, bensì è il familiare duplicatore di tensione a diodi.

Il nuovo circuito e relativo funzionamento.

Il circuito, fig. 2, fa uso di due diodi, valvole o semiconduttori, collegati come un semplice diodo integratore. I componenti

* Ingegnere capo della Japan Electronic Trading Co., Tokio, Giappone.
** Si veda: John Markus and Vin Veluff, Editors: « Stabilized Negative Impedence », Mc Graw Hill.

Fig. 1 - Schema elettrico di un convenzionale circuito per la rivelazione dei segnali modulati in ampiezza. La componente continua dovuta alla rivelazione scorre nel secondario del trasformatore abbassandone il fattore di merito.

Fig. 2 - Circuito del rivelatore integratore che si propone. Il doppio diodo può essere sostituito dalla 6AL5 oppure 6H6 oppure da diodi al germanio tipo 1N34, OA85.

Fig. 2

RAPPORTO SULL'AFFIDAMENTO DEI MICROLOGICI: 50 MILIONI DI ORE - NESSUN CEDIMENTO.

Agrate, Milano.

La SGS-Fairchild informa che il Laboratorio Strumentazione del Massachusetts Institute of Technology (USA), nel quadro delle ricerche per il programma spaziale americano APPOLLO (allunaggio e ritorno alla terra), ha condotto prove di vita in condizioni operative sui Micrologici Fairchild per più di 50 milioni di ore per unità, senza che si verificasse il cedimento di alcun dispositivo.
Thomas H. Bay, Direttore Commerciale della Fairchild Semiconductor (USA), ha aggiunto: « Molti altri circuiti integrati di questo tipo vengono attualmente sperimentati nel corso di prove di affidamento eseguite da altri clienti e da noi stessi. A tutt'oggi, abbiamo accumulato più di 71 milioni di ore per elemento. Da tutte queste prove di vita in condizioni operative risulta una cifra di caduta cumulativa pari al solo 0,0032% per 1000 ore a un livello di fiducia del 90% '.
I microcircuiti planari al silicio in prova sono normali Micrologici 903 epitassiali (elementi di porta a tre ingressi).

impiegati sono stati ridotti al minimo essenziale. i valori di C1 e C2 sono solitamente 47 e 470 pF rispettivamente. La resistenza R1 può avere un valore compreso tra 250 KΩ e 2 MΩ. Il condensatore di accoppiamento d'uscita può avere un valore compreso tra 1 nF e 100 nF a seconda del gusto musicale personale.
Quando un segnale modulato è presente nel punto A, la porzione negativa dell'onda sinusoidale causa la conduzione di D2 ed i condensatori C1 e C2 risultano collegati in serie all'ingresso. Entrambi i condensatori sono sottoposti alla medesima tensione d'ingresso, ma poichè C1 ha una capacità molto più piccola di C2, molte delle cariche compaiono ai suoi capi. Quando il segnale, dal valore massimo negativo, torna a zero e quindi verso valori positivi, il diodo D2 si interdice e quindi C2 si trova effettivamente isolato dal punto A. Il diodo D1 ora conduce, scaricando C1. In questo istante il punto **B** possiede una carica approssimativa: $\left(\frac{C1}{C2}\right)$ V.

Mentre il segnale raggiunge il suo valore massimo positivo, il diodo D1 conduce maggiormente sinchè il segnale, invertendo di segno, raggiunge di nuovo il valore zero.
All'arrivo della porzione negativa del segnale, il diodo D2 non conduce sinchè la tensione nel punto **A** non supera il valore della carica nel punto **B.** La tensione presente ai capi di C1 e C2 è pertanto leggermente inferiore a quella della prima onda negativa. Tuttavia, il potenziale nel punto **B** assume rapidamente il valore da picco a picco della tensione d'ingresso. Inserendo tra il punto **B** e la massa la resistenza R1, la carica su C2 viene ridotta perchè si possa avere un'uscita utile. La resistenza ed il condensatore aggiuntivi (R2 e R3) inseriti nel punto **X** servono a creare un punto di prelievo della tensione CAV.
La costante di tempo di questo circuito RC è tale da agire da rinforzo delle note basse a deboli livelli di volume. Se si preferisce oppure se il livello sonoro, con volume al minimo, è troppo alto, si potrà impiegare una resistenza da 2 MΩ, o si

potrà sostituirlo con una resistenza da 250 KΩ sistemando il potenziometro di volume (0,5 MΩ) direttamente tra la griglia e la massa dell'amplificatore. A causa dello sbilanciamento che il diodo convenzionale produce sul carico del secondario del trasformatore a frequenza intermedia, il diodo non è in grado di produrre un'uscita indistorta.
D'altro canto, il diodo rivelatore integratore offre essenzialmente un carico capacitivo ad entrambe le escursioni positive e negative del segnale. Il condensatore C1 appare in parallelo al trimmer del secondario del trasformatore FI e perciò l'azione del rivelatore ha un trascurabile effetto sul circuito sintonizzato. Qualunque capacità additiva può essere compensata e quindi ristabilita la sintonia del trasformatore FI. Perciò, questo è essenzialmente un rivelatore senza carico e consente un'uscita massima del segnale d'ingresso, cioè qualcosa di praticamente impossibile con i normali metodi di rivelazione. Tensioni a radiofrequenza raddrizzate di 100 e più volt si possono facilmente ottenere tra il punto **B** e la massa, in relazione al rapporto spire del secondario del trasformatore FI.
Il « ripple » della componente audio della corrente continua d'uscita ha un'ampiezza molto vistosa, spesso supera i 35 volt da picco a picco, più che sufficiente per pilotare direttamente una valvola finale di potenza come la 6AQ5 o 6V6. Normalmente, i diodi non amplificano, ma il funzionamento di questo circuito è tale che sembra si verifichi una amplificazione. In realtà, gran parte del segnale d'uscita viene sciupato.

Rivelatore AM-FM.

Nello schema di fig. 2, se si sostituisce il diodo D1 con un

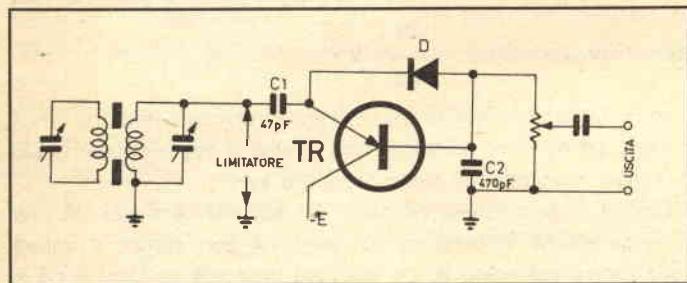



Fig. 3

transistore per alta frequenza e il diodo D2 con un diodo 1N34-A, il circuito si trasforma in un eccellente rivelatore per la modulazione di frequenza. Facendo precedere lo stadio integratore da uno stadio limitatore, con possibilità di escluderlo, il circuito può trasformarsi da rivelatore AM a rivelatore FM con una semplicissima commutazione. Il circuito, tuttavia, non si adatta perfettamente a tutti i convenzionali circuiti AM-FM a valvole, comunque, come rivelatore AM, la versione a valvole è eccezionalmente immune da QRM e rumori vari e si è dimostrato un rivelatore ideale per la conversione e la riparazione dei vecchi ricevitori professionali.

UNA LINGUA PER L'ELETTRONICA?

Può sembrare strano affermare che l'elettronica ha bisogno di una lingua sua. Ed invece accade spessissimo che sullo stesso argomento o enunciazione — proprio in materia elettronica — si verifichino discordanze di interpretazione, quando chi deve interpretare e capire, e soprattutto applicare, non appartenga allo stesso gruppo linguistico di chi argomenta o enuncia.
Purtroppo le conseguenze possono essere tragiche, come attestano le conclusioni dell'inchiesta sul disastro aereo di Gastrup (Danimarca), dove un pilota russo non riuscì a capire le istruzioni date in inglese dal capitano danese dell'aeroporto. Il rapporto ufficiale terminava con queste parole: « se invece di "sintonizzare" i congegni elettronici servendosi del codice aereo inglese, si fosse adottato l'esperanto, lingua chiara per eccellenza, questa dolorosa catastrofe sarebbe stata certamente evitata ».
E' dunque l'Esperanto la lingua dell'elettronica
E' difficile rispondere, ma à certo che la struttura eminentemente razionale della lingua si adatta perfettamente alle necessità dell'elettronica, dove tutto è conseguenza di una logica ineccepibile ed assoluta.

Fig. 3 - Versione di un rivelatore FM, modifica del circuito di fig. 2. L'impiego del transistore in luogo del diodo consente una migliore discriminazione dei segnali FM.

RIVOLUZIONARIO RIVELATORE A REAZIONE CON STABILIZZAZIONE

Dal 1918 al 1920 il ricevitore a reazione fu il solo mezzo possibile per la ricezione commerciale e d'amatore finchè non fu superato dall'avvento della supereterodina.
In seguito ci si sforzò di aggiungere la rigenerazione ad uno stadio del ricevitore a supereterodina allo scopo di aumentare la selettività e la sensibilità. La rigenerazione (o reazione) fu così aggiunta nei circuiti di mescolazione, negli stadi di amplificazione a frequenza intermedia, oppure come rivelatore rigenerativo e moltiplicatore di Q. Quest'ultima è infatti l'applicazione più nota della rigenerazione.
Tutti i nostri Lettori hanno sicuramente « provato » più di un « reazionario » per cui tutti sanno che il problema più grave è quello congenito e cioè l'instabilità.
Il circuito che si descrive si deve a **W. Smith** (W2BRQ) ed è apparso in un recente numero di CQ. W2BRQ infatti propone un nuovo circuito rivelatore rigenerativo con dispositivo di stabilizzazione che farà piacere a tutti i nostalgici della reazione ed ancor più a quelli che posseggono un ricevitore professionale surplus un po' anemico in fatto di sensibilità e piuttosto « largo ».

Alcune considerazioni.

Il moltiplicatore di Q viene abitualmente aggiunto ad un ricevitore in funzione di circuito rigenerativo in parallelo nel primo stadio dell'amplificatore a frequenza intermedia in quanto questo stadio è accordato su una frequenza fissa ed in questo punto il segnale è assai debole. Quando il moltiplicatore di Q è tarato per la massima sensibilità e selettività, cioè solo prima che lo stadio autooscilli, si ottengono i migliori risultati. Non appena l'intensità del segnale aumenta, la rigenerazione effettiva diminuisce e quindi diminuisce anche la selettività. Ciò significa che anche quando la sintonia è fissa, la reazione non lo è, cosicchè al variare dell'intensità del segnale la reazione del moltiplicatore di Q non rimane costante.
Se la reazione viene aggiunta allo stadio mescolatore, dove il segnale è ancora più debole, si osserva un altro inconveniente. Il rendimento del mescolatore viene alterato dalla sintonia e dalle variazioni dell'ampiezza della tensione di iniezione proveniente dall'oscillatore locale al variare della frequenza.
Se la reazione viene impiegata nel secondo rivelatore, le enormi variazioni del segnale annullano completamente l'azione rige-

nerativa. In un primo tempo si pensò di eliminare l'oscillatore di nota per la ricezione delle onde non modulate adottando il rivelatore rigenerativo, ma le ragioni viste lo hanno reso assai poco pratico.
Il circuito rivoluzionario di fig. 1 può essere impiegato in ognuno dei precedenti casi, in quanto una volta tarato non ha più necessità di essere ritoccato. Il circuito è peraltro molto sem-

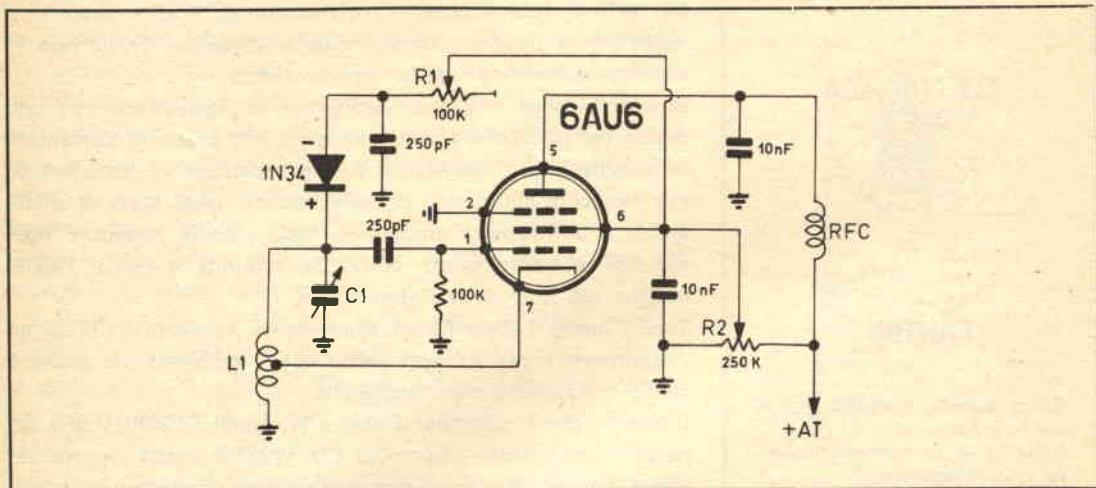



Fig. 1

plice e può migliorare qualunque ricevitore mantenendo il rendimento costante con una variazione del segnale d'ingresso da 25 a 30 db.

Moltiplicatore di Q.

In fig. 1 è rappresentato lo schema elettrico di un moltiplicatore di Q stabilizzato. Il circuito è il familiare oscillatore Hartley ove i componenti L1 e C1 sono sintonizzati sulla frequenza del primo stadio a frequenza intermedia.
La reazione viene dosata mediante il potenziometro R2; quando il cursore viene portato a massa, il circuito non è più rigenerativo ed è pertanto completamente inattivo. Ruotando il cursore verso l'alimentazione positiva il circuito diviene rigenerativo e quindi oscillatorio. Vediamo ora come è possibile stabilizzare il circuito in modo tale che il rendimento si mantenga costante.
Allo scopo viene aggiunto il diodo D1 ed il potenziometro lineare R1 da 100.000 Ω. Come si osserva, il diodo è collegato tra il lato caldo di L1 e la griglia schermo del pentodo attraverso il potenziometro R1. Il diodo risulta polarizzato in modo che la tensione ai capi del condensatore da 250 pF produce una tensione negativa sulla griglia schermo.
Quando R1 è al valore massimo, R2 va portato in corrispondenza

Fig. 1 - Schema elettrico basico di un moltiplicatore di Q stabilizzato, generalmente collegato al circuito di placca della valvola convertitrice.

Note allo schema.
D1 - diodo al germanio tipo 1N34 o equivalente (OA85, OA5, ecc.).
R1 - potenziometro trimmer da 100 kΩ, a variazione lineare.
R2 - potenziometro, possibilmente a filo, a variazione lineare, da 250 kΩ.
L1 - C1 - dipendono dalla frequenza del segnale interessato.
RFC - impedenza d'arresto per alta frequenza; il valore dipende dalla frequenza di lavoro.
Tutti i còndensatori sono ceramici.

Fig. 2 - Variante dello schema elettrico di fig. 1, per l'impiego come secondo rivelatore. Tutte le resistenze sono da 1/2 W.

dell'inizio delle oscillazioni e quindi avanzato ancora di circa il 10 %.

A questo punto ai capi di L1 si sviluppa una tensione alternata che a sua volta produce una tensione negativa sulla griglia schermo. Se questa tensione negativa viene aumentata diminuendo il valore di R1, si raggiunge un punto in cui le oscillazioni cessano. In altre parole, la rigenerazione può essere ora controllata mediante R2. Ovviamente, la tensione sviluppata dal diodo D1 ed applicata alla griglia schermo mediante il potenziometro R1, controlla ora la reazione.

Poichè la tensione generata in L1 è la sorgente che alimenta il diodo, il circuito entrerà ed uscirà dalla condizione di oscillazione ad un ritmo supersonico, cioè inudibile, mantenendo il circuito sulla soglia dell'autoscillazione, in modo analogo ad un superrigenerativo, ma in senso inverso. Mentre nella superreazione viene superato il punto di oscillazione, questo circuito entra ed esce semplicemente dal punto di oscillazione. È evidente che la relativa intensità del segnale in arrivo non può avere alcun effetto sulla stabilità del circuito.

Secondo rivelatore.

Per l'impiego di questo circuito come secondo rivelatore, si

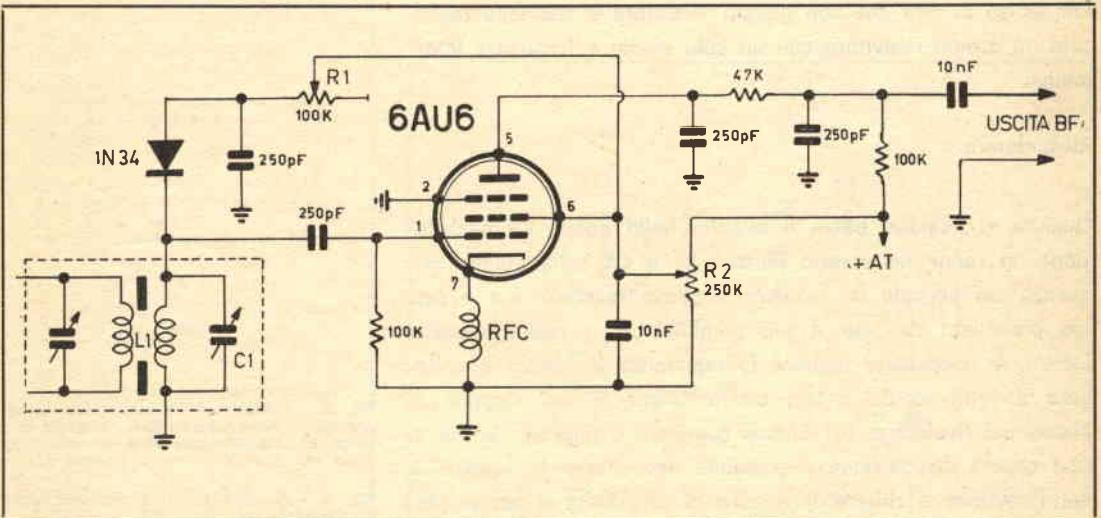



Fig. 2

rendono necessarie alcune piccole modifiche. E poichè i trasformatori a frequenza intermedia non prevedono alcuna presa per il catodo, è necessario inserire una impedenza tra il catodo e la massa, come indicato in fig. 2. Il valore di questa impedenza dipende dal valore della frequenza intermedia e con un paio di prove pratiche si può determinare il valore corretto. In pratica dovrebbe avere un'induttanza circa metà di quella del trasformatore a frequenza intermedia, poichè non esiste

alcun condensatore in parallelo ad essa. Se si desidera usare il circuito come secondo rivelatore in condizioni di oscillazione, per la ricezione dei segnali C.W., per eliminare l'oscillatore « beat », è necessario portare R1 oltre il punto di oscillazione, in assenza di segnale, oppure con un segnale molto debole.

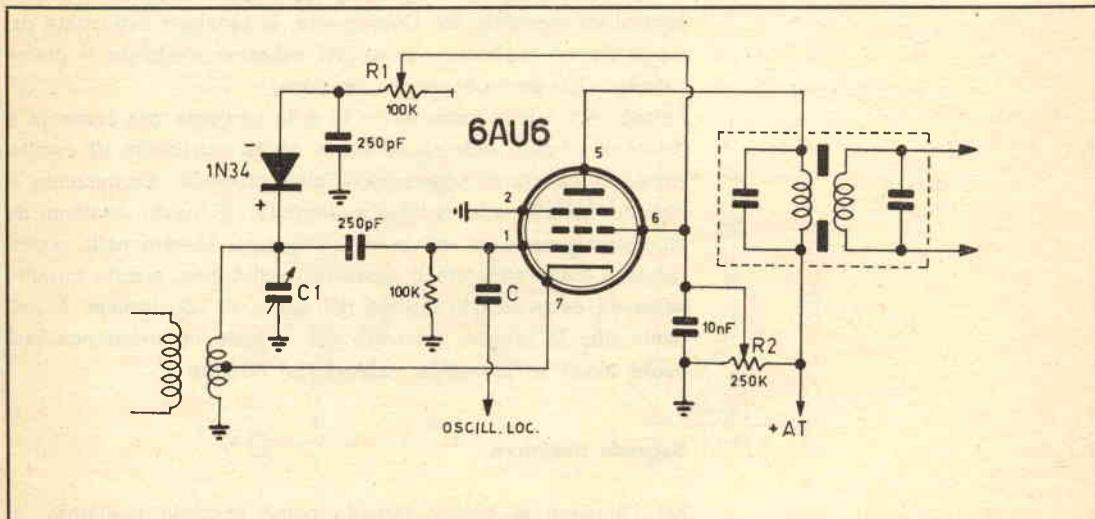



Fig. 3

Per inciso si dirà che con questo rivelatore è possibile realizzare un ottimo ricevitore con un solo stadio a frequenza intermedia.

Mescolatore.

Qualora si desideri usare il circuito nello stadio di mescolazione, si rende necessario portare L1 e C1 sulla stessa frequenza del segnale da ricevere, sia che lo stadio sia o non sia preceduto da uno o più amplificatori a radiofrequenza. Inoltre, è necessario togliere la resistenza di placca e collegare il primario del primo trasformatore FI nel circuito di placca del rivelatore. Lo schema completo è riportato in fig. 3. Con questa disposizione è possibile decuplicare la sensibilità del ricevitore e ridurre il rumore di una metà o anche più. Qualsiasi pentodo può essere impiegato, ma le tensioni ed i parametri dipendono dalla pratica realizzazione, quali la lunghezza delle connessioni, la dimensione fisica dei condensatori di bypass, il rapporto LC, il Q del circuito, ecc.
I valori riportati negli schemi di fig. 1, 2 e 3 sono tipici per una valvola 6AU6.
Wardell Smith conclude affermando che il circuito da lui stesso ideato è stato usato per molti anni sempre con ottimi risultati e dice che molti ricevitori sono stati vantaggiosamente modificati ricorrendo agli schemi proposti.

Fig. 3 - Rivelatore rigenerativo stabilizzato impiegato come convertitore, il quale consente un notevole guadagno ed una riduzione del rumore.

Fig. 1 - Schema elettrico del calibratore di frequenza.

Note al circuito.

TR1 - TR2 - transistore PNP per alta frequenza tipo OC45 o OC170.
T1 - T2 - trasformatori miniatura per frequenza intermedia; impedenza primaria circa 25.000 Ω; secondaria 600 Ω. Se il primario ha tre terminali si useranno i due terminali più esterni.
Tutti i condensatori sono ceramici e tutte le resistenze sono da 1/2 W.
Il diodo OA85 può essere sostituito con qualunque altro diodo al germanio.

CALIBRATORE PER ONDE MEDIE E CORTE

Il minuscolo dispositivo che qui si propone, si presta egregiamente alla calibrazione dei ricevitori per onde medie e corte. Infatti fornisce robusti segnali intervallati di 100 KHz, da 100 KHz attraverso le onde lunghe e medie sino alle onde corte, e sebbene in questa banda i segnali diventino sempre più deboli, sono tuttavia sempre molto utili. La ragione della robustezza dei segnali d'uscita deriva dal fatto che il calibratore non è un generatore a 100 KHz con un debole spettro di armoniche, bensì si tratta di due oscillatori, l'uno sintonizzato a 400 KHz e l'altro a 500 KHz e mescolati tra di loro mediante un diodo.

Sebbene non si faccia uso di quarzi, il calibratore può essere tarato con un'ottima precisione, eguale, o quasi, a quella di un quarzo.

I componenti sono di facile reperibilità e di costo modesto.

Fig. 1

Segnalazione di brevetti

56 IF 421
Dispositivo elettronico limitatore di velocità per autoveicoli a velocità prestabilita applicabile ai contachilometri.
Delmastro Caudino.

64 IF 471
Dispositivo elettronico di integrazione perfezionato in modo da permettere il funzionamento entro un ampio intervallo di frequenze.
Licentia Patent Verwaltungs GmbH.

67 IF 951
Dispositivo di manovra elettronico per la fornitura di successioni di impulsi di comando a ripetizione periodica per congegni di manovra calcolatori o similari.
Olympia Werke A. G.

79 ID 014
Circuito elettronico per controllare la velocità di una macchina azionata elettricamente ad esempio una pressa tipografica.
Linotype and Machinery Ltd.

80 ID 434
Apparecchio di taratura in particolare per sistemi elettronici di amplificazione.
Generale Radio Company.

80 ID 044
Regolatore di tensione a transistori di commutazione.
General Telephone Laboratories Incorporated.

80 ID 544
Alimentatore di potenza regolato mediante transistori.
Hewlett Packard Company.

80 ID 044
Apparecchiatura per l'alimentazione di corrente atta a mantenere costante la tensione di carico.
International Business Machines Corporation.

80 ID 214
Sistema e dispositivo per regolare automaticamente una tensione elettrica continua particolarmente per regolare la tensione di alimentatori posti in parallelo con batterie di accumulatori.
Manera Giancarlo.

Chi desidera copia dei suddetti brevetti può rivolgersi all'Ufficio Tecnico Internazionale Brevetti

ING. A. RACHELI & C. - Viale San Michele del Carso, 4 - Milano (Italia). - Tel. 46.89.14 - 48.64.50.

Calibrazione dei calibratore.

La taratura del calibratore è piuttosto facile e semplice se si fa uso di un ricevitore. Per prima cosa si sintonizza una stazione WWV su una delle seguenti frequenze esatte: 2,5; 5,0; 10,0; 15,0 MHz e quindi si tarerà l'oscillatore da 500 KHz sino ad avere un battimento « zero ». Se non è possibile l'ascolto di una delle emissioni WWV si potrà ricorrere ad una stazione « broadcasting » la cui frequenza sia un multiplo esatto di 100 KHz (es.: 1700 KHz).

Per la taratura dell'oscillatore a 400 KHz si sintonizza il ricevitore sulla emissione a 2 MHz della WWV e quindi si aggiusterà il nucleo relativo per un battimento « zero ».

Si raccomanda, per una maggior precisione, di ripetere più volte le precedenti operazioni di taratura.

I due segnali, 400 e 500 KHz, mescolandosi nel diodo danno origine ad una nuova serie di frequenze intervallate di 100 KHz. L'uscita del generatore sarà quindi composta da due segnali principali (quelli dei due oscillatori) e relative armoniche e cioè:

400; 800; 1200; 1600; 2000; 2400; 2800 KHz .. 500; 1000; 1500; 2000; 2500; 3000; 3500 KHz ... ed una serie che rappresenta la somma e la differenza dei due precedenti segnali e cioè: 100; 200; 300; 400; 500; 600; 700; 800 KHz ...

Per dare un'idea della precisione del calibratore, si supponga di udire una nota di battimento di 1000 Hz quando la decima armonica dell'oscillatore a 500 KHz viene eterodinata dalla portante WWV a 5 MHz. Ciò sta ad indicare un errore di 1000 parti su 50.000.000 di parti cioè dello 0,02%! In realtà la precisione può essere anche migliore.

Per l'uso del calibratore, si disinserisce l'antenna dal ricevitore e lo si accoppia più o meno strettamente all'ingresso di quest'ultimo.

Qualora si desiderasse un'uscita ad intervalli regolari di 500 KHz si può togliere il transistore relativo all'oscillatore a 400 KHz e viceversa. I trasformatori di media frequenza impiegati non sono molto critici e qualunque tipo potrà essere impiegato, preferendo quelli di maggiori dimensioni. Per portare i trasformatori FI da 455 KHz su 500 KHz si ruoterà il nucleo in senso antiorario sino alla risonanza; per i 400 KHz il nucleo verrà ruotato in senso orario.

Se in qualche caso è necessario abbassare la frequenza delle oscillazioni si potrà aggiungere in parallelo al primario del trasformatore un condensatore da 25 pF.

comunicato ai lettori

In seguito al prolungarsi delle agitazioni negli stabilimenti grafici, il numero 1 di « Elettronica Mese » non ha potuto essere posto in vendita lo scorso mese. Di conseguenza questo numero porta in copertina la numerazione 1-2. Ci scusiamo con i nostri Lettori e assicuriamo che gli abbonamenti saranno prorogati di un altro mese.

RICEVITORE AM - FM A TRANSISTORI CON UNITA' PREMONTATE E PRETARATE

Sappiamo che tanti Lettori desiderano realizzare un ottimo ricevitore AM-FM a transistori o semplicemente un sintonizzatore di eccellenti qualità, e che qualcuno è stato tentato da questo o quel circuito con varia fortuna. Oggi, grazie alla Philips, il progetto è stato ridotto alla sua più semplice espressione, infatti sono disponibili sul mercato tre telaietti « sub-assembly » di grandi qualità meccaniche ed elettriche già preallineate in fabbrica.

Le tre unità separate costituiscono rispettavimente le sezioni di radio frequenza (R. F.), di frequenza intermedia di un ricevitore transistorizzato atto a ricevere la gamma delle onde medie, a modulazione di ampiezza (A.M.) e la gamma delle onde metriche a modulazione di frequenza (F.M.).

Il costruttore potrà completare il ricevitore con l'aggiunta dei seguenti componenti:

a) potenziometro per la regolazione del volume;

b) altoparlante;

c) antenna in ferrite con bobina di accordo;

d) commutatore AM/FM.

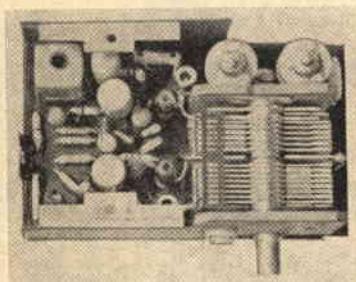
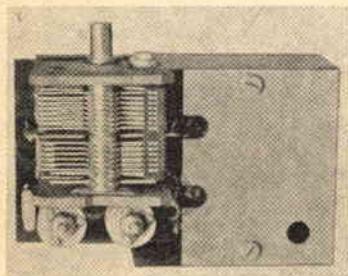



Fig. 1

Fig. 1 - Sintonizzatore RF-FM tipo PMS/A con e senza schermo, prodotto dalla Philips.

Sintonizzatore PMS/A.

Il sintonizzatore PMS/A comprende la sezione a radiofrequenza della modulazione di frequenza, nonchè il primario del primo filtro di banda. I transistori impiegati sono un AF 114 come amplificatore RF in un circuito con base comune ed un AF 115 come oscillatore convertitore. Due diodi AA 119 sono impiegati come limitatori.

La gamma coperta dalla sezione FM è compresa fra 87,5 e 108 MHz. Il sintonizzatore PMS/A comprende inoltre le sezioni del condensatore variabile che accordano i circuiti di aereo e dell'oscillatore AM nonchè i relativi compensatori di allineamento.

La gamma coperta dalla sezione AM è compresa fra 525 e 1605 KHz. Per i collegamenti con l'antenna e con le altre unità, si veda la fig. 9.

Le bobine dell'oscillatore e dell'aereo della sezione FM, i due compensatori di accordo, come pure il primario del filtro di banda sono preallineati e non necessitano pertanto di ulteriore messa a punto.

Amplificatore a frequenza intermedia PMI/A.

Questa unità comprende il secondario del primo filtro di banda FM, un circuito ad accordo singolo FM e il rivelatore a rapporto. La stessa unità include l'oscillatore locale AM, un filtro di banda AM, un circuito ad accordo singolo ed il rivelatore. Anche in questa unità tutte le bobine sono preallineate in fabbrica. La lunghezza dei cavi schermati che collegano il pannello della frequenza intermedia con il sintonizzatore e con il commutatore di gamma non deve essere modificata: diversamente si pregiudicherebbe la taratura dei circuiti accordati. Se in

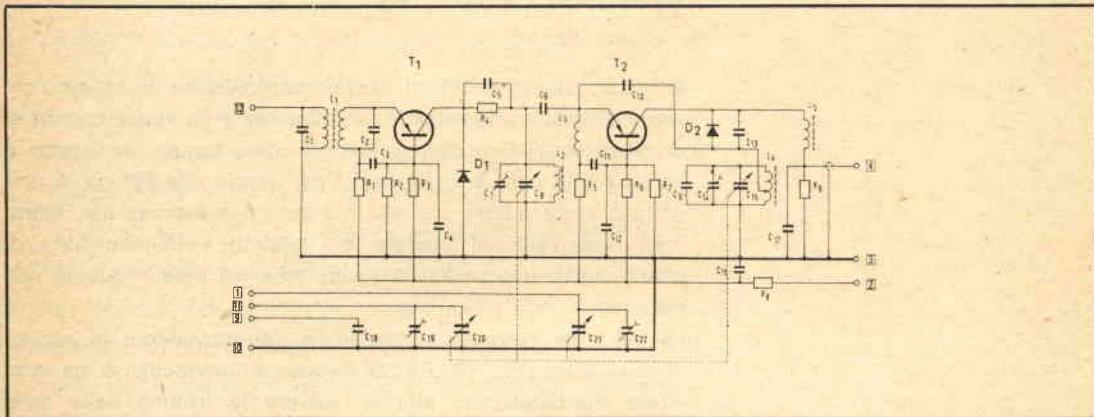



Fig. 2

Fig. 2 - Schema elettrico del sintonizzatore PMS/A.

Note al circuito.

C4 320 μF elettrolitico, 10 VL
R1 820 Kohm ± 10%, 1/8 W
R2 10 Kohm ± 10%, 1/8 W
R3 2,2 Kohm ± 10%, 1/8 W
R4 120 Kohm ± 10%, 1/8 W
R5 920 Kohm ± 10%, 1/8 W
R6 2,2 Kohm ± 10%, 1/8 W
R7 10 Kohm ± 10%, 1/8 W
R8 100 Kohm ± 10%, 1/8 W
R9 68 Kohm ± 10% 1/8 W
C1 4,7 pF ± 0,5 % 30 VL
C2 33 pF ± 5%, 30 VL
C3 1,2 nF ± 20%, 500 VL
C4 1,2 nF ± 20%, 500 VL
C5 1,2 nF ± 20%, 500 VL
C6 3,9 pF ± 0,5 %, 500 VL
C7 0,8-6,8 pF regolabile
C8-15-20-21 Cond. variabili
C9 3,9 pF ± 0,5 %, 30 VL
C10 8,2 pF ± 0,5 %, 30 VL

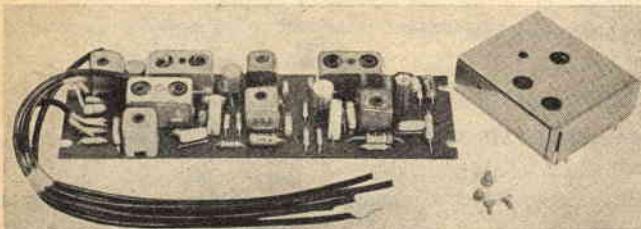



Fig. 3

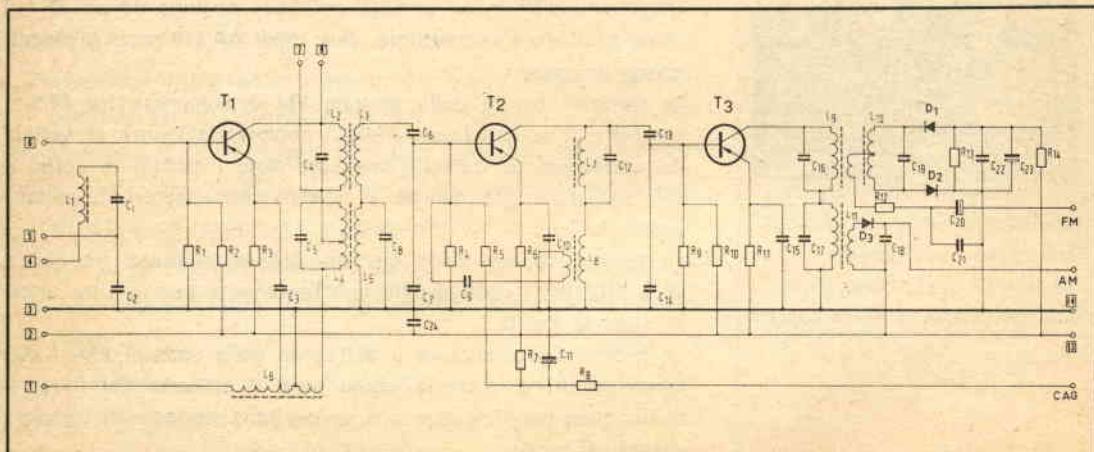
Fig. 4

C11 470 pF ± 20%, 500 VL
C12 1,2 nF ± 20%, 500 VL
C13 120 pF ± 2%, 30 VL
C14 0,8-6,8 pF regolabile
C16 2,2 nF ± 10%, 500 VL
C18 nF ± 20%, 30 VL
C19 3,5-13,5 pF regolabile
C22 3,5-13,5 pF regolabile
T1 AF 114 T2 AF 115
D1 AA 119 D2 AA 119

Fig. 3 - Pannello dell'amplificatore a frequenza intermedia, PM1/A.

Fig. 4 - Schema elettrico dell'amplificatore a frequenza intermedia PM1/A.

Note al circuito.
R1 18 Kohm ± 10%; 1/8 W
R2 5,6 Kohm ± 10%; 1/8 W
R3 1,8 Kohm ± 10%; 1/8 W
R4 100 Kohm ± 5%; 1/8 W
R5 2,7 Kohm ± 5%; 1/8 W
R6 680 ohm ± 5%; 1/8 W
R7 18 Kohm ± 5%; 1/8 W
R8 22 Kohm ± 5%; 1/8 W
R9 18 Kohm ± 10%; 1/8 W
R10 5,6 Kohm ± 10%; 1/8 W
R11 1,5 Kohm ± 10%; 1/8 W
R12 100 ohm ± 10%; 1/8 W
R13 18 Kohm ± 5%; 1/8 W
R14 560 Kohm ± 5%; 1/8 W
C1 220 pF ± 5%; 33 VL
C2 2000 pF ± 5%; 33 VL
C3 22 nF ± 20%; 30 VL
C4 220 pF ± 5%; 33 VL
C5 1 nF ± 5%; 33 VL
C6 300 pF ± 5%; 33 VL
C7 1750 pF ± 5%; 33 VL
C8 1 nF ± 5%; 33 VL
C9 5,6 pF ± 0,5 %, 30 VL
C10 27 nF ± 10%; 160 VL
C11 10 μF elettrol.; 10 VL
C12 2500 pF ± 5%; 33 VL
C13 300 pF ± 5%; 33 VL
C14 1500 pF ± 5%; 33 VL
C15 27 nF ± 10%; 33 VL
C16 220 pF ± 5%; 33 VL
C17 2 nF ± 5%; 33 VL
C18 22 nF ± 5%; 33 VL
C19 69 pF ± 5%; 12 VL
C20 10 μF elettrolitico; 10 VL
C21 47 nF ± 20%; 30 VL
C22 470 pF ± 20%; 500 VL
C33 10 μF elettrolitico; 10 VL
C24 22 nF ± 20%; 30 VL
T1 AF116
T2 AF116 T3 AF116
D1 - D2 - 2X AA119 D3 AA119

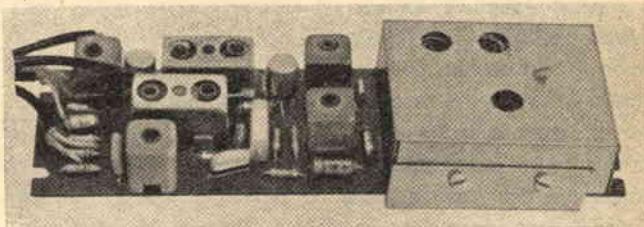
Fig. 5 - Pannello completo dell'amplificatore a frequenza intermedia PMI/A.

Fig. 6 - Schema elettrico dell'amplificatore di bassa frequenza PMB/A.

Note al circuito.
R1 22 Kohm ± 10%, 1/8 W
R2 150 Kohm ± 10%, 1/8 W
R3 2,2 Kohm ± 10%, 1/8 W
R4 8,2 Kohm ± 10%, 1/8 W
R5 100 ohm ± 10%, 1/8 W
R6 1,5 Kohm ± 10% 1/8 W
R7 82 ohm ± 10%, 1/8 W
R9 43 ohm ± 5%, 1/8 W
R9 2,2 ohm ± 5%, 1/4 W
R10 2,2 ohm ± 5%, 1/4 W
R11 6,8 Kohm ± 10%, 1/8 W
R12 2,7 Kohm ± 10%, 1/8 W
R13 560 ohm ± 10%, 1/8 W
R14 68 Kohm ± 10%, 1/8 W
RL 8 ÷ 10 ohm altoparlante
C1 3,2 μF elettrolitico, 6,4 VL
C2 64 μF elettrolitico, 10 VL
C3 16 μF elettrolitico, 10 VL
C4 320 μF elettrolitico, 10 VL
C5 320 μF elettrolitico, 10 VL
C6 125 μF elettrolitico, 2,5 VL
C7 16 μF elettrolitico, 10 VL
C8 220 pF pin-up
C9 320 μF elettrolitico, 10 VL
T1 AC 125 T2 AC 126
T3/4 AC 127/128
Aletta raffreddamento 56226

qualche caso particolare si rendesse necessario variarne la lunghezza, sarà indispensabile un ritocco della taratura dei circuiti accordati.

I valori delle frequenze intermedie sono 470 KHz per la modulazione di ampiezza e 10,7 MHz per la modulazione di frequenza. In queste unità sono impiegati tre transistori tipo AF116 in circuito ad emettitore comune, due diodi accoppiati AA119 per il discriminatore ed un diodo AA119 per il rivelatore AM.

Fig. 5

Amplificatore di bassa frequenza PMB/A.

L'amplificatore di bassa frequenza proposto è puramente indicativo in quanto è ovvio che si potrà far uso di qualunque altro

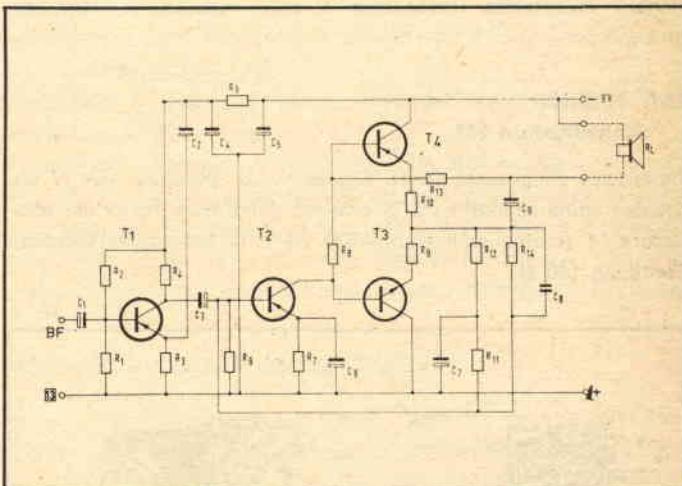



Fig. 6

amplificatore atto allo scopo. Comunque l'amplificatore PMB/A è composto da una coppia di transistori AC127/128 funzionanti in classe B in un circuito a simmetria complementare e di due stadi di amplificazione; lo stadio pilota e quello preamplificatore, equipaggiati rispettivamente con transistori AC126 e AC125. L'impedenza ottima d'uscita è di 8÷10 Ω.

Componenti necessari per completare il ricevitore.

1) potenziometro da 5 KΩ logaritmico per la regolazione del volume. (Philips EO98 DF/20B28);

2) altoparlante con impedenza da 8 a 10 Ω a 1000 Hz (Philips AD3460 SX/06);

3) antenna in ferrite gradazione IV B. In base alle proprie esigenze il costruttore potrà scegliere fra i seguenti tipi: C8/140; C9,5/160; C9,5/200 oppure PDA/100; PDA/115; PDA/125. La bobina di accordo di aereo per la modulazione di ampiezza deve avere una induttanza di circa 420 μH ed un fattore di merito a vuoto (montata nel ricevitore) compreso tra 80 e 100. Le spire del secondario di base del transistore convertitore dovranno essere strettamente accoppiate al lato freddo del circuito accordato. Per ottenere una buona sensibilità ed un buon rapporto segnale/disturbo il rapporto spire np/ns sarà compreso tra 20 e 30. Ad esempio, con una antenna C9,5/200 occorrono 70 spire affiancate di filo litz 8×0,04 per il circuito accordato e 3 spire del medesimo filo per il secondario di base.

Fig. 7

4) Commutatore di gamma.

È necessario un commutatore o pulsantiera che consenta di effettuare quattro commutazioni. È possibile inserire un circuito per il controllo di tono formato da un potenziometro logaritmico da 5 KΩ con in serie un condensatore da 100.000 pF collegati fra gli estremi del potenziometro di volume.

L'interruttore di accensione potrà essere abbinato al potenziometro o al commutatore di gamma in modo da interrompere uno qualsiasi dei collegamenti dell'alimentazione.

5) Antenna per la modulazione di frequenza.

Per una buona ricezione anche in zone marginali si dovrà impiegare un'antenna telescopica a stilo orientabile, lunga da 80 a 90 cm.

DATI TECNICI.

1. - Sintonizzatore FM.

Impedenza d'ingresso: 60 Ω. Guadagno di potenza: 15÷17 db, definito come rapporto tra la potenza d'ingresso del primo transistore FI (carico equivalente 560 Ω) e la potenza all'ingresso d'antenna (60 Ω).

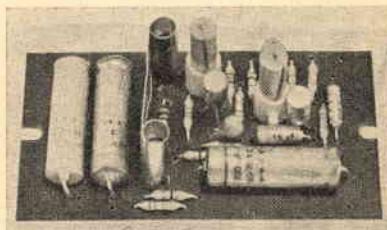
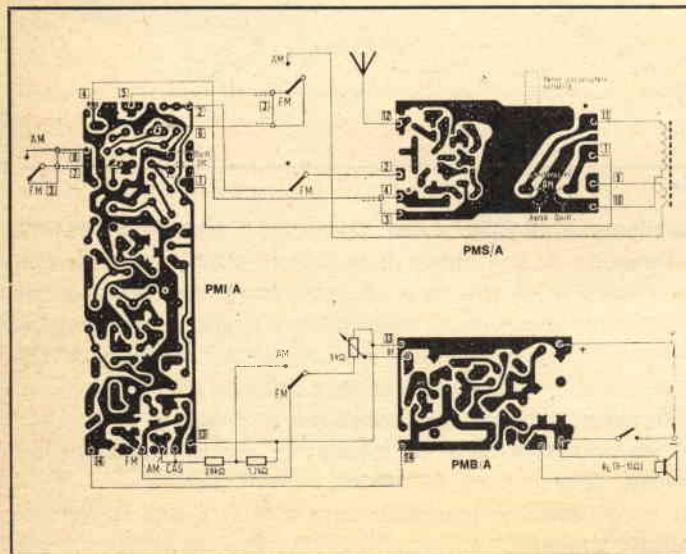



Fig. 8

Fig. 7 - Pannello dell'amplificatore di bassa frequenza, PMB/A.

Fig. 8 - Come devono essere collegati fra di loro i tre pannelli.

Fig. 9 (in alto - Collegamenti elettrici fra i tre pannelli, (in basso): Variante di collegamento per il pannello di B. F.

Fig. 9

Irradiazione (misurata secondo le norme ANIE); fondamentale $< 60\ \mu V/m$; seconda armonica $< 20\ \mu V/m$.

2. - Amplificatore FI.

Sezione FM; sensibilità, con $\Delta f = 22{,}5$ KHz e $f = 400$ Hz; $< 16\ \mu$ applicati in base del 1° transistore amplificatore F.I per 2 mV ai capi del potenziometro di volume (caricato con 4 KΩ). Reiezione della modulazione di ampiezza, (secondo le norme ANIE), > 25 db.

Sezione AM; sensibilità, con $m = 0{,}3$ e $f = 400$ Hz, $< 0{,}5\ \mu V$ applicati in base del primo transistore F.I. per 5 mV ai capi del potenziometro di volume (caricato con 4 KΩ).

3. - Bassa frequenza.

Sensibilità: < 2 mV (1 KHz in base dell'AC125) per una potenza d'uscita di 50 mW.

Distorsione a 50 mW; $< 2\%$; sensibilità alla massima potenza; < 7 mV (1 KHz in base dell'AC125) per una potenza d'uscita Pu = 500 mW. Distorsione a 500 mW; $< 8\%$. Banda passante: $100 \div 12.000$ Hz a —3 db misurata rispetto 50 mW a 1 KHz.

Consumo: circa 100 mA per una potenza d'uscita di 500 mW.

PRESTAZIONI DEL RICEVITORE COMPLETO.

Sezione FM; sensibilità con $\Delta f = 22{,}5$ KHz e $f = 400$ Hz: $< 2\ \mu V$ per una potenza d'uscita di 50 mW. Rapporto segnale/disturbo con $\Delta f = 22{,}5$ KHz e $f = 400$ Hz: 30 db con segnale in antenna $< 8\ \mu V$. Sensibilità con $\Delta f = 75$ KHz e $f = 1000$ Hz: 25 μV per una potenza d'uscita di 50 mW. Distorsione con $\Delta f = 75$ KHz e $f = 1000$ Hz: $< 3\%$ per una potenza d'uscita di 50 mW. Selettività: $\geqslant 45$ db a $\pm$ 300 KHz.

Larghezza di banda a —3 db $\geqslant$ 150 KHz.

Sezione AM.

Sensibilità con $m = 0{,}3$ a 400 Hz: 100 μV/m per una potenza di uscita di 50 mW. Rapporto segnale disturbo misurato 1 KHz: 26 db con 560 μV/m. Selettività a $\pm$ 9 KHz $>$ 30 db.

Controllo automatico di guadagno: $\Delta Vbf = 10$ db per $\Delta Vrf = 27$ db (misurata secondo le norme C.E.I.).

errata corrige

Lo schema elettrico del grid-dip meter apparso sul N° 7/1964 a pagina 328 di « Elettronica Mese » contiene un errore. E onde evitare « un inutile spreco di batterie », come un nostro simpatico Lettore ha voluto farci osservare, è bene apportare le seguenti modifiche:

Il condensatore da 10 μF tra la massa e l'interruttore va sostituito con un ponticello di cortocircuito; la linea di cortocircuito (peraltro interrotta) in parallelo alla batteria (!!!...) va sostituita con un condensatore da 10 μF.

Il transistore 2N706 è un NPN e non un PNP come indicato nello schema di fig. 1.

La polarità della batteria è corretta.

A pag. 484 del N° 7/1964, Microtrasmettitore FM, apportare le seguenti modifiche:

C1 - 1K pF

R4 - R5 - 10 KΩ

Nel penultimo capoverso, correggere: L1 = 6 spire di filo smaltato di 1 mm; diametro avvolgimento...

Nell'ultimo capoverso, correggere: Il microfono deve essere del tipo magnetico...

STUDIO SULLE CARATTERISTICHE D'INGRESSO DEL DIODO CONTROLLATO *

1.0. - Premessa

Il diodo controllato al silicio (SCR) denominato anche thyristor è un componente semiconduttore a giunzioni multiple. Questo componente è stato studiato per il controllo di potenze elettriche rilevanti. Il suo comportamento nei circuiti è essenzialmente quello del funzionamento in commutazione. Le tensioni di lavoro sono comprese fra una decina di volt fino a 400-500 V, mentre le correnti coprono il campo compreso fra pochi ampere fino ad oltre alcune centinaia. Il diodo controllato è costituito da quattro strati alternati di silicio opportunamente inquinato (*p* ed *n*) a formare la catena *p-n-p-n*. Questa catena comunica all'esterno elettricamente con tre elettrodi.
Il primo elettrodo, denominato anodo, è collegato al primo strato *p*, il secondo, denominato catodo, è collegato all'ultimo strato (*n*), il terzo elettrodo, intermedio ai primi due, denominato di controllo, o porta, è collegato al secondo strato *p* (fig. 1).
In fig. 2 è illustrato il simbolo elettronico adottato per questo componente.

Fig. 1

1.1 - Costituzione interna dell'SCR

La costituzione interna del dispositivo è illustrata dalla fig. 3; la parte centrale del rettificatore è costituita da un cilindretto di silicio di tipo *p-n-p* ottenuta mediante la normale tecnica della diffusione.
Lo strato *n* superiore è ottenuto invece iniettando una lega di antimonio ed oro nel cilindretto nella zona tipo *p*.
Alle parti distali del complesso così ottenuto sono poi applicati due dischi di molibdeno per ridurre gli effetti dell'espansione termica. Il disco di molibdeno inferiore funge da anodo, mentre il catodo è ottenuto connettendo una sbarretta di alluminio al disco superiore di molibdeno.
L'elettrodo di controllo è inserito sullo strato *p* più prossimo al catodo ed è costituito da un sottile conduttore di alluminio. La saldatura tra strato *p* e barretta di alluminio è ohmica.
Il complesso così ottenuto è poi montato con particolare cura alla resistenza termica in una carcassa di dimensioni opportune ed adatte al fissaggio (fig. 4).

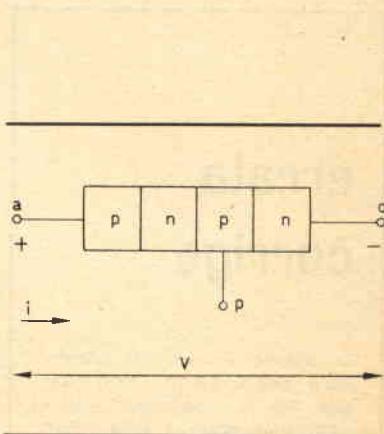
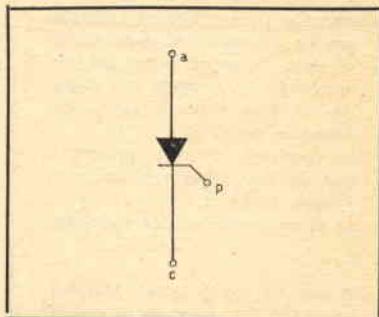



Fig. 2

Fig. 1 - Costituzione schematica del diodo controllato al silicio.
a) = anodo; c) = catodo; p) = porta.

Fig. 2 - Simbolo del diodo controllato al silicio.
a) = anodo; c) = catodo; p) = porta.

*) A cura dell'Ing. Dott. Luigi Roveda del Laboratorio Applicazioni Philips.

1.2. - Caratteristiche elettriche

Il principio di funzionamento del diodo controllato è analogo a quello dei diodi sfruttanti l'effetto valanga. Se si applica una tensione bassa tra anodo e catodo e precisamente il + all'anodo ed il — al catodo senza alimentare l'elettrodo di porta, dato che la giunzione mediana è polarizzata in senso inverso, si può ritenere che la tensione si trovi applicata tutta sulla giunzione intermedia. Il dispositivo presenta una resistenza elevatissima e non è attraversato da corrente. In effetti, sotto l'azione del campo elettrico applicato, solo alcuni portatori di carica riusciranno ad attraversare la giunzione mediana nei due sensi dando luogo ad una debole corrente di dispersione.

Se ora si fa crescere la tensione applicata tra anodo e catodo, al disopra di un certo valore critico, l'energia dei portatori raggiunge un certo livello. Questi ultimi incontrano sulla loro strada altri portatori ancora legati all'atomo, nell'interazione che ne deriva, questi vengono liberati e sotto l'azione del campo elettrico reciproco accelerano progressivamente diventando la causa di altri svincoli di portatori dai propri atomi.

Il fenomeno come si vede può essere a catena ed in effetti lo è dando luogo all'effetto di conduzione a valanga.

Grazie a questo fenomeno la corrente aumenta in un tempo molto breve, sull'ordine del μsec e può raggiungere valori molto elevati, limitati in pratica solo dal circuito esterno.

La resistenza del diodo controllato durante la conduzione è molto piccola, e quindi pure piccola è la caduta di tensione anodo-catodo condizione questa che lo mette in netto vantaggio rispetto ai thyratron a gas.

Invece di giungere alla conduzione del componente con l'aumento della V_{CA} si può raggiungere un risultato analogo applicando una V_{CA} minore di quella limite, ma oltre a questa una tensione di comando, di ordine inferiore, tra la porta ed il catodo.

Questa tensione deve essere applicata in modo tale da rendere positiva la porta rispetto al catodo.

Si nota che facendo aumentare la tensione anodo catodo la tensione critica di innesco è molto minore della precedente e diminuisce un poco al crescere della tensione di comando.

Si nota allora che applicando una opportuna tensione fra porta e catodo del diodo controllato si può comandare l'innesco di quest'ultimo a piacere.

Con questo comando il diodo controllato può allora passare bruscamente dallo stato di non conduzione a quello di piena conduzione con tempo di commutazione brevissimo.

Quando il thyristor è in conduzione il comando di porta non ha più alcun effetto e può essere tolto.

Per ricondurre il diodo allo stato di interdizione è neces-

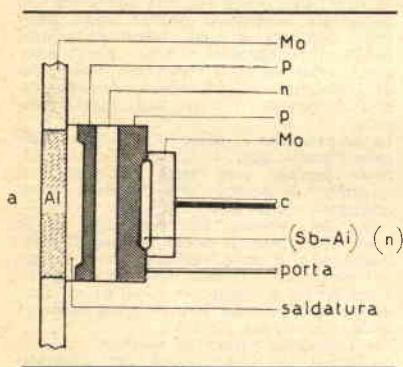



Fig. 3

Fig. 3 - Costituzione fisica del diodo controllato al silicio.

sario ora o togliere l'alimentazione anodo-catodo oppure ridurre la corrente al disotto del valore minimo dato dalle caratteristiche: valor minimo della corrente di mantenimento.

Il diodo controllato si comporta quindi come un triodo a gas, potendosi paragonare l'effetto valanga dei portatori di carica, alla ionizzazione del gas in un tubo del tipo thyratron od ignitron.

In fig. 5 riportiamo in grafico teorico le caratteristiche di un diodo controllato.

La caratteristica inversa di un diodo controllato è quella tipica di un convenzionale diodo di potenza al silicio cioè polarizzato inversamente, il diodo controllato presenta una impedenza elevatissima: passa solo la corrente di dispersione.

La tensione inversa applicabile è limitata ad un certo valor massimo di rottura superato il quale si ha la distruzione del rettificatore.

La caratteristica diretta invece presenta due stati distinti.

1) lo stato di bloccaggio: alta impedenza;.

2) lo stato di conduzione: bassa impedenza.

La caratteristica diretta in condizioni di bloccaccio è analoga alla caratteristica inversa della giunzione *p-n*. Con corrente di porta nella $I_G = 0$ cioè senza segnale di comando e per tensione inferiore alla tensione critica di rottura (V_{DBO}), la corrente diretta è di entità trascurabile (corrente di dispersione di qualche milliampere) la resistenza interna del diodo controllato è elevatissima. Superando il punto V_{DBO} il dispositivo passa dallo stato di bloccaggio a quello di conduzione. In queste condizioni la sua caratteristica diretta è quella tipica diretta di un qualsiasi rettificatore al silicio di potenza che presenti una bassa resistenza dinamica. Il dispositivo può poi ritornare nella condizione di blocco se la corrente di carico viene ridotta ad un valore inferiore al punto I_{DH} di fig. 5.

Se nella caratteristica inversa viene superato il punto V_{DH} può aversi la distruzione del dispositivo, mentre il superamento del punto V_{DBO} nella caratteristica diretta non è distrutivo e può causare solo il passaggio dallo stato di interdizione a quello di conduzione.

Abbiamo già detto che applicando una tensione di comando alla porta del diodo controllato si può spostare il punto di innesco ottenendo tutta la famiglia di curve di fig. 6 corrispondenti a diversi valori della corrente di porta I_G.

Naturalmente per ogni diodo controllato esiste una certa caratteristica di innesco.

In fig. 7 è illustrata una tipica caratteristica di innesco (BTY 91). Questa verrà poi ripresa in seguito e sviluppata.

Il tempo di commutazione dallo stato di blocco a quello di conduzione è di circa 1 μs (max 5 μs).

Il tempo di spegnimento sui 10 ÷ 20 μs.

Il riscaldamento della giunzione è la causa prima delle

COMUNICATO STAMPA

Il Dott. C. L. Hogan, Vice President, Direttore Generale della Divisione Semiconduttori della MOTROLA Inc., annuncia un seminario internazionale sullo studio e le applicazioni dei « **Circuiti integrati** ».

Questo corso, della durata di cinque giorni, sarà dato a Parigi dal 5 al 9 Aprie 1965. Si terrà nella grande Sala della « Maison de la Chimie, Centre Marcelin Berthelot, 28 bis rue Saint Dominique, Paris VII.e » e sarà svolto in inglese con traduzione simultanea in francese e tedesco.

Lo scopo di questo seminario sarà di familiarizzare gli ingegneri elettronici con questa tecnica rivoluzionaria e perfezionare le loro conoscenze teoriche e pratiche, il che permetterà d prevedere la realizzazione di circuiti elettronici, sia digitali che lineari, utilizzando dei « **circuiti integrati** ».

L'utilizzazione di tali circuiti, dichiara il Dott. Hogan, richiede dei concetti del tutto diversi nella concezione dei sistemi elettronici, concezione che può essere perfino assolutamente contraria alle tecniche utilizzate coi circuiti convenzionali.

Questo corso è una edizione aggiornata del corso già presentato quattro volte negli Stati Uniti ed ai quali hanno partecipato più di mille ingegneri di tutti i paesi, ingegneri appartenenti a compagnie fabbricanti di calcolatrici, di equipaggiamenti elettronici in genere, e degli enti statali americani.

La preparazione è opera di eminenti Ingegneri specializzati e le tecniche che saranno esposte sono state sviluppate nei laboratori di ricerca della Divisione Semiconduttori della Motorola nc.

Lungi dal limitarsi alle possibilità di un solo fabbricante, il corso tratterà di tutto quello che è stato realizzato fino a oggi nel campo dei « **Circuiti integrati** » e previsioni anche di quanto in corso di sviluppo di laboratorio, potrà entrare prossimamente nelle applicazioni pratiche.

Tra i soggetti trattati vi saranno:

— Tecnica di fabbricazione dei « **Circuiti integrati** ».

Loro ripercussione nella struttura dei circuiti e sistemi elettronici.

— Potenziali e limiti di realizzazione ammissibili con la tecnica dei « **Circuiti integrati** ».

— Tecniche di montaggio e incapsulamento, sulla dissipazione di calore e di potenza, sulla densità dei componenti e prezzi di vendita.

— Specifica, valutazione, misure ed utilizzazione dei « **Circuiti integrati** ».

— Descrizione e realizzazione pratica dei sistemi digitali e lineari.

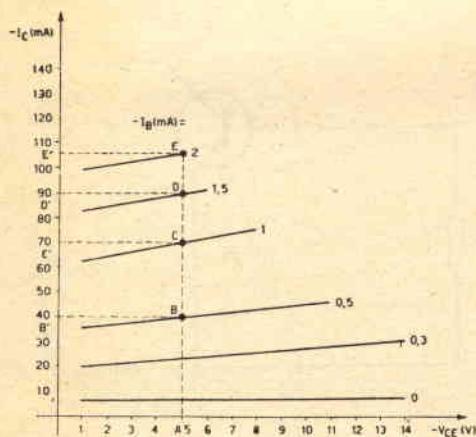
Il diritto di ammissione è fissato in dollari 300, oppure equivalente in moneta italiana, per ogni persona ,e comprende inoltre la consegna ad ogni partecipante di un volume di 1400 pagine, che tratterà tutti gli argomenti esposti.

Nel prezzo è compresa la consumazione del pasto di mezzogiorno in primario ristorante.

Per ogni informazione complementare rivolgersi a:

METROELETTRONICA - **Viale Cirene, 18 - Milano.**

Telefoni: 58.98.81 - 58.06.94 - 54.52.54.

« CORSO TRANSISTORI ». Il corso completo sui transistori viene pubblicato a fascicoli. Ogni mese troverete quattro pagine numerate progressivamente, da raccogliere insieme seguendo l'ormai fortunatissima moda. Il corso è corredato di schemi elettrici applicativi ed esemplicativi che faciliteranno lo studio.

Proiettiamo i punti B e C sull'asse —Ic; la proiezione di B è determinata dal punto B' la proiezione di C dal punto C'.
Quando il punto di riposo della corrente di base si sposta dal punto B al punto C, la corrente varia da 10 a 20 μA e la corrente di collettore varia, corrispondentemente, dal punto B' al punto C'.
B' corrisponde a —Ic = 600 μA, mentre C' corrisponde a — Ic = 1200 μA.
B'C' rappresenta la variazione della corrente di collettore, per cui Δ Ic = 600 μA.

$$\beta = \frac{B'C'}{\Delta I_B} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{600}{10} = 60.$$

Fig. 16.

Lo studio delle variazioni del guadagno in corrente in funzione della corrente di collettore dipende dal tipo di transistor impiegato. Nel caso di un transistor di piccola potenza lo scarto esistente tra le varie curve caratteristiche, per una stessa variazione della corrente di base, è costante; il guadagno in corrente è quindi costante qualunque sia il valore della corrente di riposo del collettore.
Per i transistor di potenza, le caratteristiche impegate sono indicate in fig. 16 (per esempio, OC 72).
Definiamo, come abbiamo fatto prima, un valore di tensione di riposo collettore-emettitore —VCE = 5 V (punto A).
Da questo punto innalziamo la perpendicolare all'ascissa; questa determina un punto B sulla caratteristica —IB = 0,5 mA, un punto C sulla caratteristica —IB = 1 mA, un punto D sulla caratteristica —IB = 1,5 mA ed infine un punto E sulla caratteristica —IB = 2 mA.
Proiettiamo i punti B, C, D e E sull'asse —Ic; siano i punti B', C', D', E', quelli che detta proiezione forma con l'asse —Ic: B' corrisponde a una corrente di collettore —Ic = 40 mA, C' ad una corrente di collettore —Ic = 70 mA, D' a una corrente di col-

lettore $-I_C = 90$ mA e infine E' ad una corrente di collettore $-I_C = 105$ mA.
Quando il punto di riposo si sposta dal punto B al punto C, la corrente di base varia da 0,5 a 1 mA, ossia $\Delta I_B = 1{,}00 - 0{,}5 =$ mA; la corrente di collettore passa da B' a C', ossia $\Delta I_C = 70 - 40 = 30$ mA. Il guadagno in corrente è uguale a:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{30}{0{,}5} = 60.$$

Quando il punto di riposo passa dalla posizione D alla posizione E, la corrente di base varia da 1,5 a 2 mA; vale a dire $\Delta I_B = 2 - 1{,}5 = 0{,}5$ mA; la corrente di collettore passa dal valore D' al valore E', ossia $DI_C = 105 - 90 = 15$ mA. In questo caso, il guadagno in corrente è uguale a:

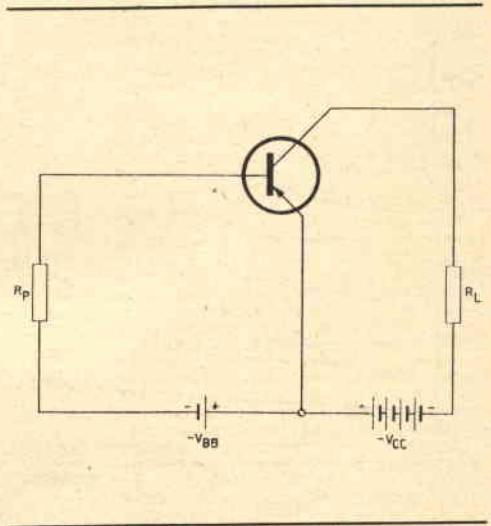
$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{15}{0{,}5} = 30.$$

Il guadagno in corrente di un transistor di potenza, in un circuito con emettitore comune, diminuisce pertanto allorquando la corrente di riposo di collettore aumenta.
Questa constatazione può essere anche dedotta dalla caratteristica $-I_C = f\,(-I_B)$ di questo transistor.
3) *Retta di carico in corrente continua.*
Retta di carico viene definita quella retta che con l'asse delle ascisse forma un angolo α, tale che

$tg\alpha = \frac{1}{R_L}$, dove R_L rappresenta la resistenta la resistenza di carico del transistor.
Il circuito è indicato in fig. 17.

$$-V_{CC} = 10 \text{ V}; \ R_L = 1000\ \Omega.$$

Fig. 17.

La famiglia di curve caratteristiche impiegate è indicat ain fig. 18.
L'origine della retta di carico si trova sul punto A tale che

$$-V_{CE} = -V_{CC} = 10 \text{ V}.$$

La retta di carico AB forma con l'asse delle ascisse ($-V_{CE}$) un angolo α
La tangente di questo angolo è uguale a:

$$tg\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{RL}} = \frac{1}{R_L}.$$

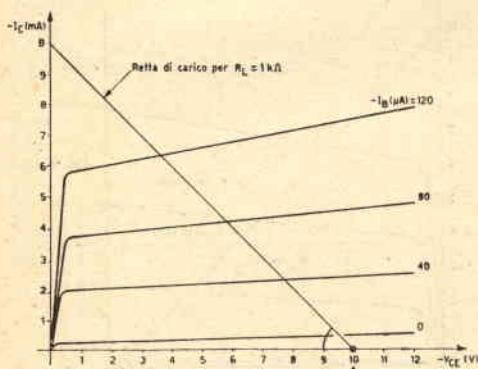
Le unità impiegate devono essere per V_{RL} il volt, per I_C l'ampere, per R_L l'ohm; si può quindi esprimere direttamente la tangente dell'angolo α mediante $\frac{1}{R_L}$: R_L risulta espresso in ohm quando l'asse $-I_C$ è graduato in ampere e l'asse $-V_{CE}$ in volt.

Fig. 18.

Se $-V_{CE}$ *è espresso in volt e* $-I_C$ in mA,
Se $-V_{CE}$ *è espresso in volt e* $-I_C$ *in mA,*
$tg\alpha = 1/R_L$ *è valida solo se* R_L *è espressa in kohm.*
In fig. 18, $-I_C$ è espresso in mA, $-V_{CE}$ in V per cui:

$$tg\alpha = \frac{1}{R_L} = \frac{1}{1} = 1.$$

L'angolo con tangente uguale ad 1 è un angolo di 45°.
Tracciamo sulla fig. 18 una retta che forma con l'asse delle ascisse $-V_{CE}$, nel punto A, un angolo di 45°; essa rappresenta la retta di carico del transistor per $R_L = 1000\ \Omega$.
Per determinare la retta di carico, partendo dal valore della resistenza di carico, si deve tener conto delle unità impiegate sia sull'asse delle ascisse che su quello delle ordinate.
L'influenza del valore di R_L sulle varie posizioni che può assumere la retta di carico può essere studiata partendo da una famiglia di caratteristiche $-I_C = f\,(V_{CE})$.
Supponiamo $R_L = 0$

$$tg\alpha = \frac{1}{R_L} = \frac{1}{0} = \infty.$$

L'angolo cui corrisponde una tangente di valore infinito è uguale a 90°.
Sulle caratteristiche indicate in fig. 19 innalziamo, dal punto A, la perpendicolare all'asse $-V_{CE}$; questa retta rappresenta la retta di carico del transistor quando $R_L = 0$. Infatti, lo spostamento del punto di riposo su questa retta si traduce in variazioni di corrente di collettore cui non corrisponde nessuna variazione di tensione:

$$\Delta V_{RL} = R_L \cdot \Delta I_C = 0 \cdot \Delta I_C = 0.$$

Supponiamo $R_L = \infty$

$$tg\alpha = \frac{1}{R_L} = \frac{1}{\infty} = 0.$$

L'angolo la cui tangente ha un valore nullo è uguale a 0.
La retta rappresentante questo angolo si sovrappone all'asse delle ascisse; essa corrisponde alla retta di carico del transistor quando R_L è uguale all'infinito.
La fig. 19 indica che la retta di carico si avvicina tanto più alla posizione orizzontale quanto più grande è il valore della resistenza R_L.

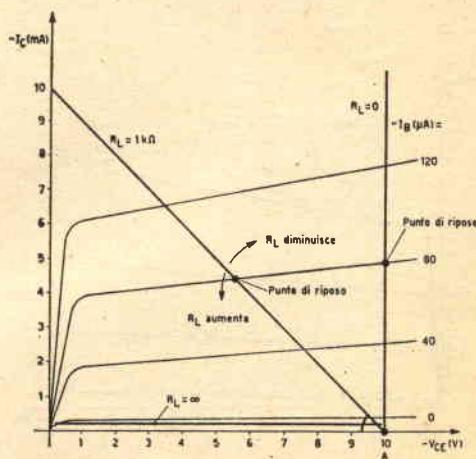



Fig. 19.

b) Curva caratteristica $-I_C = f(-I_B)$ per differenti valori di $-V_{CE}$.

Questa caratteristica consente di mettere in evidenza il guadagno in corrente del transistor e le sue variazioni.

Guadagno in corrente del transistor.

La caratteristica utilizzata è rappresentata in fig. 20.
Sia un punto A', sull'asse $-I_B$, individuante una certa corrente di base $-I_B = 50$ μA.
Innalziamo da questo punto la perpendicolare all'ascissa $-I_B$; essa taglia la caratteristica del punto A.

perdite nel rettificatore, seguono le perdite per bloccaggio diretto ed inverso, le perdite di comando e di commutazione. Per mantenere la temperatura della giunzione nei limiti imposti dalle caratteristiche del rettificatore è necessario provvedere un raffreddamento efficace per il rivestimento esterno, per contro il costruttore assicura una resistenza termica di 2 °C/W per i tipi di piccola corrente fino a valori 0,4 °C/W per esemplari a corrente elevata, quindi il progettista è bene sfrutti a fondo le capacità del dispositivo con una buona azione raffreddante.

1.3. - Circuito equivalente del diodo controllato

Il funzionamento del diodo controllato può essere facilmente compreso qualora si faccia riferimento ad un particolare circuito equivalente che lo assimila a due transistor complementari opportunamente accoppiati (fig. 8).

Il transistor 1 è polarizzato al solito modo cioè con la giunzione J_1 nel senso passante e con la J_2 nel senso opposto. Ugualmente il transistor 2 ha la giunzione J_3 polarizzata nel senso diretto e la J_2 in senso inverso. Si vede quindi che la giunzione comune J_2 corrispondente alla giunzione centrale del thyristor è sempre polarizzata in senso inverso. Siano α_1 ed α_2 i guadagni in corrente dei due transistor.

Fig. 4

Fig. 4 - Esempio delle dimensioni di ingombro di un diodo controllato al silicio.

Chiamiamo I la corrente che percorre il circuito esterno possiamo allora, non tenendo conto di effetti secondari, scrivere che la giunzione J_1 inietta nella base *n* un numero di buchi $\alpha_2 I$ mentre la J_3 inietta in *p* una corrente di elettroni $\alpha_1 I$.

La giunzione centrale J_2 viene ad essere polarizzata in senso inverso, è dunque sede di una corrente data da tre componenti:

1) Una corrente di buchi $\alpha_2 I$ da *p*.
2) Una corrente di elettroni $\alpha_1 I$ da *n*.
3) Una corrente inversa Ico (buchi + elettroni) proveniente dalla giunzione J_2 dovuta ad agitazione termica.

Si ha quindi:

$$I = \alpha_1 I + \alpha_2 I + Ico$$

da cui segue

$$I = \frac{Ico}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \qquad (1)$$

Notiamo che se α_1 ed α_2 sono molto piccoli la corrente I è piccola e prossima alla corrente inversa Ico della giunzione centrale.

È questo il caso del diodo controllato durante il periodo di non conduzione.

Per aumentare la corrente I occorre rendere $\alpha_1 + \alpha_2$ il più prossimo possibile ad 1. In queste condizioni dalla (1)

si vede che la I assume valori notevoli e non è praticamente limitata che dal circuito esterno. Il thyristor in questo caso è in conduzione.
Per rendere dunque conduttore il diodo controllato occorre aumentare entrambi α_1 ed α_2.
La fig. 8 ci mostra ora due modi per ottenere quanto sopra:
1) aumentare la tensione collettore emettitore dei due transistor;
2) aumentare la corrente di emettitore dei due transistor.
Si rammenterà infatti che nel caso 1) α aumenterà nell'intorno del valore della tensione di valanga per tendere al valore

$$\alpha LIM = \frac{m\alpha_o}{1 - m\alpha_o}$$

dove

$$m = \frac{1}{1 - \left(\frac{V}{VA}\right)^n} \quad (\text{con } n = 3{,}5 \text{ per il silicio } N)$$

dipende dal materiale utilizzato; la fig. 9 da l'andamento qualitativo di questa legge.
Nel secondo caso si può aumentare la corrente delle due giunzioni J_1 e J_3 polarizzando la giunzione J_3 nel senso diretto a mezzo di un circuito ausiliario agente sulla porta (fig. 10).
In queste condizioni la regione *n* del transistor TR_2 inietta nella regione *p* al livello di J_3 degli elettroni che diffondono verso la giunzione centrale J_2, questa essendo polarizzata in senso inverso è sede di un campo elettrico che agisce sugli elettroni spostandoli in direzione della giunzione J_1. Questi si combinano con una parte dei buchi innietati dalla giunzione J_1 polarizzata nel senso diretto, quindi raggiungono l'estremità *p*. Il medesimo cammino è percorso dai buchi iniettati dalla giunzione J_1 che finiscono all'estremità *n* del diodo controllato.
Si noterà quindi come una iniezione di portatori nella regione *p* della giunzione J_3 ha per effetto di aumentare la corrente I del diodo controllato cioè le correnti di emettitore dei due transistor equivalenti ciò che ha per conseguenze (fig. 11) un aumento di α_1 ed α_2.
Infatti sappiamo dalla teoria del transistor a giunzione che il guadagno in corrente cresce rapidamente con la corrente d'emettitore nell'intorno delle piccole correnti ciò che spiega l'effetto suindicato.
Da quanto si è detto risulterà pure spiegato il perchè il diodo controllato si innesca per tensioni di valanga sempre minori, quanto più nella regione centrale si ha addensamento di portatori.
Se il diodo controllato è polarizzato in senso inverso (re-

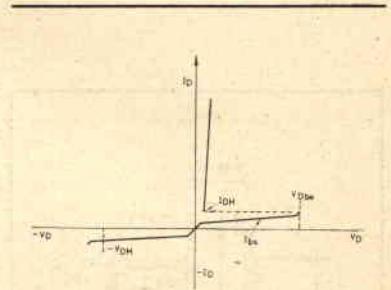



Fig. 5

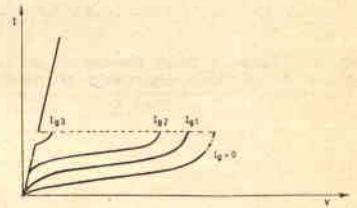



Fig. 6

gione p negativa ed n positiva) si comporta come due giunzioni in serie polarizzate in senso inverso.
A questo punto si può in fig. 12 tracciare l'accennato circuito equivalente.
Il guadagno del transistor TR_1 è dato da

$$\beta_1 = \frac{\alpha_1}{1 - \alpha_2}$$

per TR_2

$$\beta_2 = \frac{\alpha_2}{1 - \alpha_2}$$

Se ora è I_G la corrente di comando iniettata nella porta, corrispondente alla base del transistor *n-p-n*, la corrente di collettore è $I_G\beta_2$, questa comanda a sua volta la base del transistor *p-n-p* la cui corrente di collettore diventa $I_G\beta_1\beta_2$. Questa corrente viene iniettata di nuovo nell'elettrodo di comando.
Si è così realizzato un anello il cui guadagno in corrente è $\beta_1\beta_2$ ed è sufficiente per mantenere il diodo controllato in conduzione.
Una piccola corrente di porta, anche migliaia di volte minore, può quindi innescare la corrente anodica. L'unica limitazione al diminuire della corrente di comando è quella di essere tale da rendere possibile la rigenerazione del sistema.

Fig. 7

Fig. 5 - Grafico teorico delle curve caratteristiche di un diodo controllato.

Fig. 6 - Famiglia di caratteristiche descritte al variare di Ig.

Fig. 7 - Illustrazione di una tipica caratteristica d'innesco (BTY91).

2.0. - SIMBOLOGIA

2.1. - Simboli e definizioni

—V_{DM} Picco inverso di tensione: massimo valore istantaneo di tensione negativa che può essere applicato all'anodo con la porta aperta.
V_I Valore efficace della tensione inversa: massimo possibile valore efficace dell'onda sinusoidale a pieno ciclo che può essere applicata all'anodo quando il carico è resistivo od induttivo con porta aperta.
I_D SURGE Picco transitorio di un ciclo. Massimo picco possibile non ripetitivo di corrente di durata massima 10 ms su carico resistivo in ponte mezz'onda monofase. Il picco di « surge » può essere preceduto e seguito dal massimo valore di tensione, di corrente e di temperatura della giunzione.
La potenza dispersa dalla porta nelle suddette condizioni va dissipata opportunamente.
I_D^2t Questa è una misura della massima corrente di sovraccarico per impulsi di durata minore di 10 ms. Questa indicazione è data per I in ampere efficaci e per il tempo t

in secondi. Le condizioni sono quelle qui elencate per le *I*.
P_G È la potenza dissipabile dalla porta e precisamente fra porta e catodo.

2.2. - Simboli delle caratteristiche

V_{DBO} Tensione di rottura diretta.
Questo valore rappresenta la tensione positiva da applicarsi all'anodo perchè il diodo controllato entri in conduzione con il circuito di porta aperto.
I_D Corrente diretta fra anodo e catodo.
$V_{D\ DROP}$ Caduta di tensione diretta ai capi del diodo fra anodo e catodo durante la conduzione di corrente fra anodo e catodo con porta aperta.
V_{DAV} Caduta di tensione diretta media nel ciclo. Rappresenta la tensione mediata sul periodo quando si prelevi dal diodo la massima corrente raddrizzata media con un ponte monofase mezz'onda, con carico resistivo e frequenza di alimentazione 50 Hz.
I_G Corrente di porta. Corrente che fluisce fra la porta ed il catodo.
V_G Tensione di porta: tensione fra la porta ed il catodo con anodo aperto.
I_{GF} Corrente di porta richiesta per innescare il diodo controllato con l'anodo a 6 V positivi rispetto al catodo in condizioni di stabilità termica.
V_{GF} Tensione di porta con la quale passa I_{GF} misurata prima dell'inizio della conduzione di anodo.
I_{DH} Corrente di mantenimento: il valore di I_D al disotto del quale il diodo controllato ritorna allo stato di blocco diretto, in condizioni di porta aperta.
I_{DS} Corrente di saturazione diretta.
È la corrente anodica nelle condizioni di blocco diretto, porta aperta e giunzione in temperatura.
$-I_{DD}$ Corrente di dispersione inversa.
È la corrente anodica inversa nelle condizioni di polarizzazione inversa porta aperta e giunzione in temperatura.
$t_{ON} = t_D + t_R$.
t_D Tempo di ritardo. Intervallo di tempo fra l'inizio della corrente di porta e la riduzione della tensione diretta al 90% del valore di blocco nel transitorio di innesco della conduzione in condizioni statiche.
t_R Tempo di salita. È il tempo richiesto alla tensione diretta per ridursi dal 90% al 10% del valore di blocco durante il transitorio di innesco della conduzione in condizioni statiche.
t_{OFF} Tempo di spegnimento. È l'intervallo di tempo richiesto perchè la porta riprenda il controllo dell'anodo dopo la conduzione diretta in condizioni statiche di temperature.

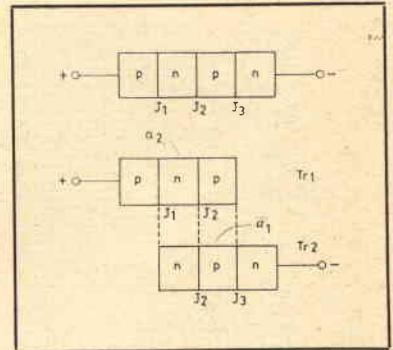



Fig. 8

Fig. 8 - Circuito equivalente del diodo controllato.

Fig. 10 - Circuito ausiliario per la polarizzazione della porta.

K_{J-MB} Resistenza termica in °C/W fra giunzione e base di montaggio.

3.0. - L'innesco del diodo controllato

Come sappiamo la caratteristica del diodo controllato è tale che se non viene applicata una corrente di porta nessuna corrente diretta può passare nel componente se non viene superata la tensione V_{DBO}.
Applicando però un opportuno segnale alla porta il diodo controllato è reso conduttore e la conduzione così iniziata non cesserà se non quando la corrente anodica si riduce al di sotto di un certo valore che come già specificato è la corrente di mantenimento I_{DH}.
In genere il circuito di innesco può considerarsi del tutto indipendente dal circuito anodico, per altro è bene notare che: 1) un impulso di comando dato quando l'anodo è negativo non viene ad innescare il diodo controllato; 2) un impulso di comando tempestivo che agisca su un SCR il cui circuito anodico non permettesse il passaggio di una $I_D > I_{DH}$ non riesce ad innescare il diodo. Se la corrente anodica è uguale alla I_{DH} il diodo controllato si comporterà circa come un transistor anche nel senso che, all'azzerarsi della corrente di porta, si annulla pure la corrente anodica.

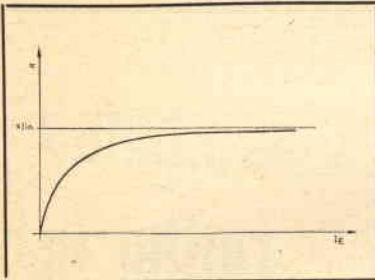



Fig. 9

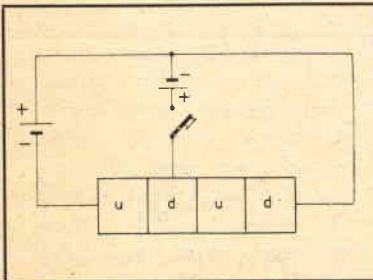



Fig. 10

3.1. - La caratteristica Porta-Catodo

Fra il terminale della porta ed il terminale del catodo come ben sappiamo esiste una giunzione *p-n*. Questa viene in pratica a comportarsi come un diodo in serie con una elevata resistenza e shuntato da un'altra resistenza.
Ne segue che la caratteristica è largamente indipendente dalla presenza degli altri stadi del diodo controllato anche quando vi è una tensione fra anodo e catodo.
La fig. 13 mostra un tipico andamento della caratteristica ottenuto applicando una tensione positiva alla porta.
Questa curva è valida tanto nel caso di conduzione che in quello di interdizione del diodo controllato essendo la variazione di impedenza trascurabile nei due casi.
La caratteristica in parola varia invece con la temperatura e in modo ancor più sensibile da uno all'altro esemplare di una medesima serie di diodi controllati.
Queste variazioni sono però in ogni caso comprese entro le linee limiti a tale scopo tracciate sulle caratteristiche. Una di queste caratteristiche è esemplificata in fig. 14. In questa rappresentazione notiamo i limiti suddetti: R_{gMAX} ed R_{gMIN}. Quando si progetta il circuito di innesco occorre tener conto di questa variazione possibile della Rg.

3.2. - Caratteristiche di innesco

Consideriamo un diodo controllato con la caratteristica di porta di fig. 13, se una tensione positiva è applicata fra anodo e catodo e contemporaneamente facciamo crescere la tensione porta catodo la corrente di porta crescerà secondo quanto stabilito dalla caratteristica di fig. 13. Ad un certo istante per certi valori di Ig e Vg nella curva, pressochè indipendentemente dalla tensione di anodo, il diodo controllato condurrà. I valori di Ig e Vg varieranno grandemente da esemplare ad esemplare della medesima serie a causa della variazione della resistenza d'ingresso fra i limiti di fig. 14 e della differenza in sensibilità dei singoli componenti.

Al di fuori dell'area di fig. 14 ed entro i limiti di Rg ogni valore di corrente e di tensione innesca gli SCR della serie. I valori di corrente e tensione, invece, che individuano punti interni all'area tratteggiata possono innescare alcuni esemplari solamente (i meno insensibili).

I limiti dell'area di accensione sono definiti come segue:

a) Tensione limite.

È la tensione necessaria per innescare il diodo controllato più insensibile alla tensione, alla più bassa temperatura di lavoro. Al crescere della tempraeutra il cambiamento della tensione limite non è molto sensibile ed è possibile semplificare il grafico considerando nulla la variazione con la temperatura. Si assume pertanto come valore di tensione limite quella necessaria alla più bassa temperatura.

b) Corrente limite.

È la corrente necessaria per innescare l'SCR più insensibile alla corrente, alla più bassa temperatura di lavoro. A temperatura più elevata è necessaria una corrente minore ed i limiti per —55 °C + 25 °C + 125 °C sono in genere tracciati.

c) Limite di basso livello.

Questo indica il livello di tensione al di sotto del quale nessun SCR viene innescato alla temperatura indicata.

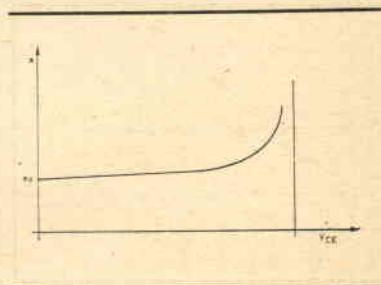
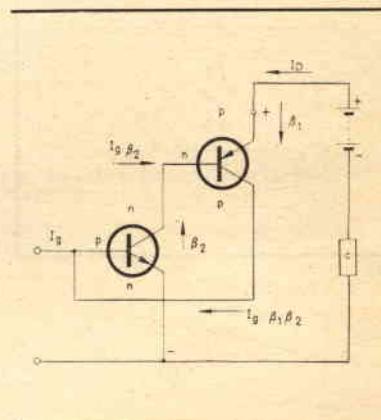
L'area di accensione ha quindi come limite inferiore il limite di basso livello e come limite superiore una combinazione data dalla tensione massima di porta, potenza massima dissipabile media o di picco, secondo le condizioni, e corrente massima di porta (fig. 15).

Fig. 11

Fig. 12

4.0. - Metodi di innesco di un diodo controllato

Un circuito di innesco per diodo controllato ben progettato deve essere in grado di innescare ogni SCR della serie scelta senza eccedere i massimi stabiliti dalle caratteristiche. Il circuito di accensione deve pure tenere conto dei più vasti campi di tolleranza nel valore dei componenti usati (resistenze ed alimentazione dell'innescatore).

(Continua)

L'ACCENSIONE A TRANSISTORI DEI MOTORI A SCOPPIO

Uno dei più semplici sistemi di accensione a transistori per motori a scoppio è quello ideato da W. C. King *. Di più, il circuito proposto dal Sig. King è ad alta « reliability » (cioè grado di fiducia) e si presta egregiamente per impianti a 6 oppure 12 volt con negativo a massa.

Molti sono stati i circuiti sperimentati dacchè si è pensato di transistorizzare il sistema di accensione di motori a scoppio e molti di questi sono assai complessi e critici.

Il circuito che si descrive impiega un interruttore a transistore connesso in serie alla bobina di accensione. Per evitare la necessità di ricorrere a bobine speciali per abbassare la tensione di autoinduzione, sono stati impiegati tre transistori collegati in serie.

comunicato ai lettori

In seguito al prolungarsi delle agitazioni negli stabilimenti grafici, il numero 1 di « Elettronica Mese » non ha potuto essere posto in vendita lo scorso mese. Di conseguenza questo numero porta in copertina la numerazione 1-2. Ci scusiamo con i nostri Lettori e assicuriamo che gli abbonamenti saranno prorogati di un altro mese.

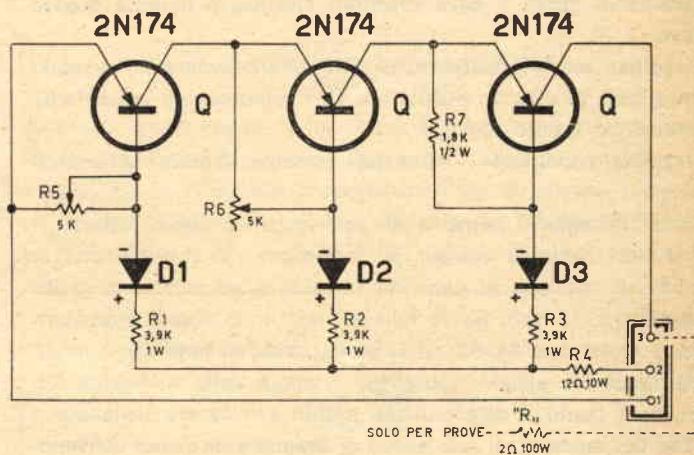



Fig. 1

Fig. 1 - Schema elettrico del dispositivo di accensione per autovetture a transistori.

Note al circuito.

D1 - D2 - D3 - diodo al germanio o meglio al silicio da 100 volt di picco inverso e 150 mA (valori minimi).
Q1 - Q2 - Q3 - 2N174 o 2N174-A (della Delco o Motorola, oppure RCA).
R1 - R2 - R3 - 3,9 Ω, 1 W.
R4 - 12 Ω, 10 W.
R5 - R6 - potenziometro da 5000 Ω a carbone; ultimata la taratura vanno sostituiti con altrettante resistenze fisse del valore trovato e dissipazione 1 W.
R7 - 1800 Ω, 1/2 W.

Si consideri infine che il prezzo di uno o due transistori in più rispetto ad analoghi schemi non troppo funzionali è inferiore a quello dell'acquisto della speciale bobina e che inoltre nel circuito non è fatto impiego di diodi Zener. Tre transistori 2N174 in serie, fig. 1, sopportano 240 volt, e cioè una tensione molto superiore a quella misurata effettivamente sulle normali bobine. I transistori non è indispensabile siano accoppiati, ma essendo tutti e tre in serie è necessario un circuito di bilanciamento delle polarizzazioni delle basi. Le resistenze R5, R6 e R7 bilanciano in modo eguale la tensione ai capi dei transistori nella condizione di interdizione. Le resistenze R1, R2 e R3 bilanciano i tran-

* Radio Electronics - Settembre 1964: « Zenerless Transistor Ignition ».

sistori per una uniforme caduta di tensione durante la conduzione. I diodi garantiscono l'isolamento delle basi e la resistenza R4 limita la corrente totale di base a circa 0,75 Ampere. In teoria i valori delle resistenze R5, R6 e R7 o R1, R2 e R3 dovrebbero essere i medesimi, ma i transistori in realtà non sono mai eguali.
Tuttavia i valori indicati sono molto vicini, in generale, al valore ottimo.

2

3

Costruzione ed installazione.

Il sistema di accensione deve essere montato su una adatta aletta di raffreddamento di almeno 3,5 mm di spessore di dimensioni minime 8×15 cm. Si ricorda che l'incapsulatura esterna dei transistori 2N174 è collegata internamente al collettore e che quindi si rende indispensabile l'isolamento, mediante opportune rondelle di mica, tra l'incapsulatura stessa ed il telaietto. Ultimato il montaggio, per la messa a punto, si richiede una batteria da 6 volt 6 Ampere ed una resistenza da 2 Ω (due ohm) 100 W (cento watts).
Collegare il terminale 1 al polo positivo della batteria, il punto 3 alla resistenza **R** (2 Ω, 100 W) e quindi R va collegata al polo negativo. Il punto 2 deve rimanere sconnesso durante queste prove.
Si aggiusti ora le resistenze R5 e R6, alternativamente, in modo che ai capi di ciascun transistore (tra collettore ed emettitore) la tensione risulti eguale.
In queste condizioni i transistori debbono trovarsi all'interdizione.
Ora si colleghi il punto 2 al polo negativo della batteria: i transistori debbono entrare in conduzione. Si controlli che la caduta di tensione ai capi dei transistori sia uguale e molto prossima a 0,3 volt. Se le tensioni non sono eguali aggiustare con le resistenze R1, R2 e R3. Se la caduta di tensione è molto alta, anche se eguale, abbassare il valore della resistenza R4.
A questo punto il dispositivo è pronto per essere installato a bordo dell'automezzo. Allo scopo si sceglierà un punto dell'autovettura in cui la temperatura non sia mai troppo alta, e cioè un luogo « fresco », ed ivi verrà montato il dispositivo. Scollegare, fig. 2 e fig. 3, il filo che esce dal polo negativo della bobina. Individuare il filo che dalla eventuale resistenza regolatrice ballast porta all'interruttore. Scollegare questo conduttore dall'interruttore e collegarlo al terminale 3 del dispositivo. Collegare il punto or ora rimasto libero dell'interruttore al punto 1 del dispositivo. Collegare al telaio il conduttore negativo della bobina di accensione. Collegare il terminale alzato della puntina di contatto al terminale 2 del dispositivo.
Nel caso che la batteria a bordo dell'autovettura sia a 6 volt (es.: Porsche) si riduca il valore di R4 a circa 5 Ω.
Il dispositivo di accensione a transistori testè descritto ha resistito, dice l'Autore, a diverse attraversate desertiche, con vettura Chrysler, e con temperatura di funzionamento di 100 °C!

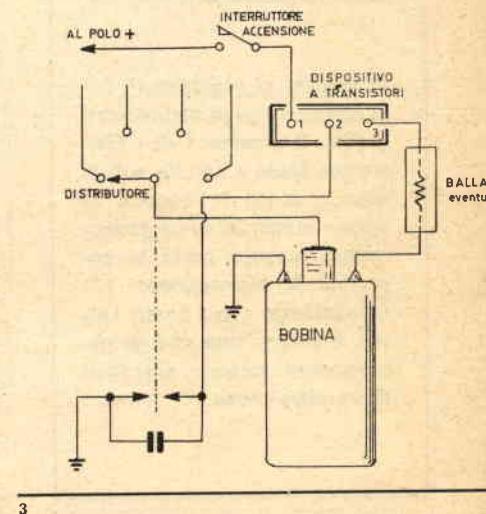
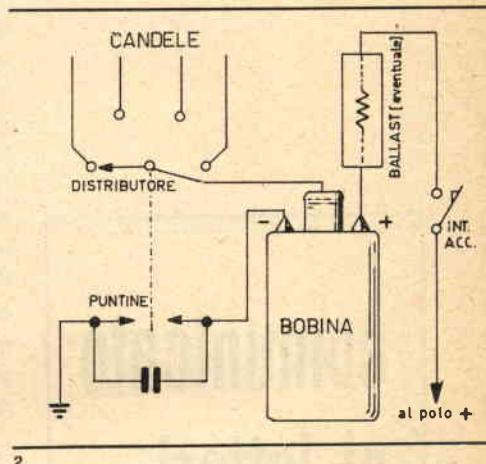



Fig. 2 - Schema elettrico di un convenzionale sistema di accensione con negativo a massa.

Fig. 3 - Come va collegato il dispositivo transistorizzato. Il condensatore può essere omesso.

Fig. 1 - Schema elettrico di principio di un circuito stabilizzatore di tensione mediante diodo Zener.

Fig. 2 - Schema elettrico del circuito stabilizzatore di tensione a diodo Zener, discusso nel testo.

L'IMPIEGO DEI DIODI ZENER

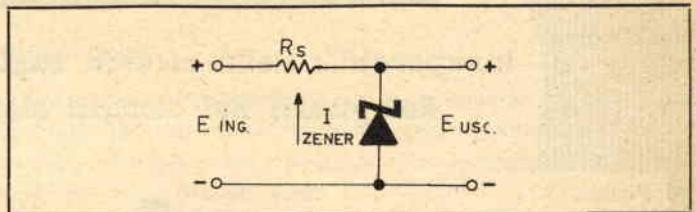
R. A. I.
Radio Roma
per l'estero

Trasmissioni in lingua Esperanto. Direttore dei programmi: Luigi Minnaja.

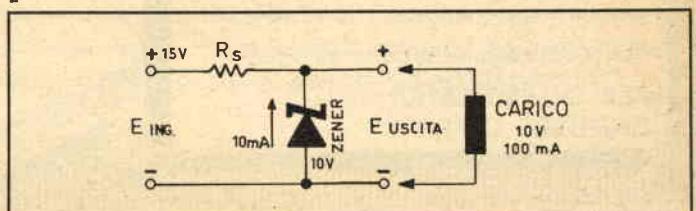
Trasmissioni al martedì, mercoledì e venerdì dalle ore 18,55 alle 19,10 su m 31,33 - 41,47 e 50,34.
FEBBRAIO '65 - martedì 2: Tra la Letteratura ÷ merc. 3: Corriere di Esperanto ÷ ven. 5: « La Secchia Rapita » poema di A. Tassoni ÷ mart. 9: Novità dall'Italia ÷ merc. 10: Corriere d'Esperanto ÷ ven. 12: Città artistiche italiane: Viterbo ÷ mart. 16: Canzoni italiane in Esperanto ÷ merc. 17: Corriere d'Esperanto ÷ ven. 19: Il poeta italiano Vincenzo Monti ÷ mart. 23: Cassetta delle Lettere ÷ merc. 24: Corriere d'Esperanto ÷ ven. 26: La Biblioteca Vaticana dal 1492 ad oggi.
Alcune stazioni estere che trasmettono a loro volta in Esperanto:
Polonia: Radio Varsavia: ogni giorno, ore 15,30-16 (Greenwich) su m 200 - 48,90 e 31,50.
Bulgaria: Radio Sofia, alla domenica, ore 19 e 23,30 (Greenwich) su m 48,62 - 39,11 e 41,35.
Svizzera: Radio Berna: lunedì, mercoledì, giovedì e sabato, ore 12,10 lun. e merc.): 21,15 al giovedì e sabato, su m 48,66 e 31,46.
Brasile: Radio Rio de J.: al mercoledì, ore 17,45 su m 375 (iniziativa Ministero Educazione Nazionale); inoltre, al sabato, ore 9,45, su m 214 (Radio Roquete Pinto).
Olanda: Hilversum: lunedì e venerdì, ore 22,45 e su m 298.
Spagna: Valladolid: martedì ore 15 su m 203; Valencia: giovedì, ore 23 su m 193.
(Omettiamo, per esigenze di spazio, i programmi delle seguenti Stazioni Radio): Jugoslavia, Zagabria e Bergrado - Guatemala: Radio Nacional TGW - Brasile: Uberlandia, Volta Redonda, Teresina, Resende - Cecoslovacchia: Praga - Polonia: Radio Danzica - Austria: Radio Vienna - U.S.A.: Staz. Radio WEVD di New York.

Il semiconduttore equivalente della valvola stabilizzatrice di tensione a gas è il diodo Zener.
Il diodo Zener, contrariamente a quanto avviene per le valvole stabilizzatrici a gas, viene costruito per una vasta gamma di tensioni da circa 2 volt a diverse decine di volt.
Diodi Zener multipli, alloggiati nello stesso involucro e collegati in serie, estendono questi valori di tensione sino a 200 e più volt. D'altro canto, le valvole a gas, vengono solitamente costruite per tensioni con prese tra 75 e 150 volt. Inoltre, proseguendo nel raffronto, i diodi Zener sono prodotti per valori di corrente molto più alti.
Il circuito di principio di un regolatore di tensione mediante diodo Zener è mostrato in fig. 1. Il diodo Zener viene collegato all'alimentazione non regolata (E_{ING}) attraverso R_S, una resistenza limitatrice in serie al circuito. Il valore della resistenza R_S è dato dalla espressione:

$$R_S = \frac{(E_{ING} - E_{USC})}{(I_{Reg}.max. + {}_{Zener})} \cdot \Omega$$

dove I_{Zener} viene abitualmente riportata dal costruttore del diodo tra le caratteristiche, oppure può essere scelto il valore corrispondente al 10% della massima corrente di carico.
Un esempio illustrerà in modo assai chiaro e semplice come si

1

possa progettare uno stabilizzatore a diodo Zener.
Si supponga sia richiesta una tensione stabilizzata di 10 volt con una corrente massima di 100 mA, per alimentare un ricevitore a transistore avendo a disposizione una tensione di 15 volt.

2

Lo schema è quello di fig. 2. Si supponga che la tensione all'ingresso del circuito stabilizzatore non scenda mai al di sotto dei 15 volt e che la corrente d'uscita non superi mai i 100 mA. La corrente di Zener può quindi essere scelta quale il 10% di 100 mA ossia 10 mA.

La resistenza R_S può quindi essere calcolata con la formula riportata:

$$R_S = \frac{15-10}{0{,}1+0{,}01} = \frac{5}{0{,}11} = 45{,}5\ \Omega.$$

Con riferimento alla fig. 2, si può osservare che la corrente che scorre attraverso R_S è la corrente di Zener più la corrente del carico.

Perciò la potenza dissipata nella Resistenza R_S è data dalla formula:

$$W = I^2 \cdot R$$

e cioè circa 0,55 W.

Si potrà pertanto scegliere una resistenza standard da 47 Ω, 1 W. La potenza dissipata nel diodo Zener è pertanto data dalla:

$$P = E_{USC} \cdot I_{Zener};$$

nel nostro caso è $P = 10 \cdot 0{,}01 = 0{,}1$ W.

Ciò noto, si potrà cercare tra le caratteristiche dei diodi Zener il tipo adatto.

SURPLUS
CONVERSIONE DEL RICEVITORE 1068 A (o 1161 A) PER I DUE METRI

Introduzione.

I ricevitori tipo 1068A e 1161A sono stati originariamente progettati per l'esercito statunitense e furono impiegati quali ricevitori IFF in combinazione con gli apparati radar della serie SCR 268-271. Il ricevitore completo misura 40x40x25 cm e pesa approssimativamente 35 kg. Comprende un alimentatore in corrente alternata a 110 volt e copre la banda da 155 a 200 MHz. I trasformatori di media frequenza sono a semplice sintonia, sintonizzati attorno a 11 MHz ed hanno una larghezza di banda di circa 4 MHz.
Il ricevitore comprende 14 valvole, con le seguenti funzioni: 6SH7 prima preamplificatrice a radiofrequenza; 6SH7 seconda amplificatrice a radiofrequenza; 9006 prima rivelatrice; 6J5 (VT94) oscillatrice; 6AC7 (VT112) prima amplificatrice IF; 6AC7 (VT112) seconda amplificatrice IF; 6AC7 (VT112) quarta amplificatrice IF; 6AC7 (VT112) quinta amplificatrice IF; 6H6 (VT90) seconda rivelatrice; 6SH7 amplificatrice video; 6SN7 (VT231) amplificatrice di potenza; 6E5G (VT215) indicatrice di sintonia; 5U4G (VT244) raddrizzatrice.
Le operazioni di conversione dell'apparato comprendono le seguenti modifiche: a) Preliminari; b) Modifiche RF; c) Modifiche BF; d) Modifiche IF; c) Note.

a) Preliminari.

La prima operazione necessaria per la conversione del ricevitore per farlo funzionare nella banda di 2 metri, consiste nel sostituire i 3 connettori (123, 124 e 125 di g. 1) posti sul retro del telaio con altrettanti più adatti.
Il connettore 123 può essere sostituito con una presa coassiale da pannello; il 124 con una presa standard per corrente alternata ed infine il 125 può essere sostituito con una presa Jack per altoparlante. Rimuovere dal pannello frontale il portafusibile di scorta e l'interruttore della lampadina dell'automatismo; i fili provenienti dalle lampadine spia che sono stati staccati in precedenza dall'interruttore vanno saldati assieme e collegati al circuito dei filamenti. Il filo dell'alta tensione che porta all'occhio magico e che è stato scollegato dall'interruttore rimosso va collegato al polo positivo dell'alta tensione.

b) Modifiche RF.

I due stadi amplificatori a radiofrequenza ed il primo rivelatore

LA SGS PRESENTA UN AMPLIFICATORE OPERAZIONALE A LARGA BANDA COMPLETAMENTE INTEGRATO.

Agrate, Milano.

La SGS-Fairchild ha annunciato un nuovo amplificatore in continua ad alto guadagno, interamente costruito su di un'unica piastrina di silicio mediante il processo Planare epitassiale. Il nuovo amplificatore, contrassegnato µA 702, è stato progettato per l'impiego quale amplificatore operazionale a controreazione regolabile in calcolatori analogici, in lettori di memorie magnetiche per calcolatori digitali, o in altre applicazioni ove sia richiesto un amplificatore a controreazione utilizzabile da corrente continua fino a 10 mc/s.
Le caratteristiche elettriche tipiche del µA 702, con una tensione di alimentazione di +12 V e — 6 V, sono le seguenti:

Tensione residua d'ingresso	2 mV
Corrente residua d'in-	0,5 µA
gresso	5 µV/°C
Deriva termica . .	10.000 Ω
Impedenza d'ingresso .	2800 Ω
Guadagno di tensione	1,1 mc
(maglia aperta) . .	200 Ω
Larghezza di banda	± 5 V
(maglia aperta) . .	1.1 mc
Impedenza d'uscita .	200 Ω
Dinamica d'uscita . .	± 5 V
Dissipazione di potenza	90 mW
Gamma operativa di	da — 55 °C
temperature . . .	a + 125 °C

L'amplificazione è relativamente insensibile alle variazioni della tensione d'alimentazione, e le sue prestazioni sono caratterizzate su di un'ampia gamma di tali tensioni. Il µA 702 offre lo stesso elevato grado di affidamento che è proprio degli Elementi Micrologici SGS-Fairchild.

6SH7 1ST R.F. AMP.
6SH7 2ND R.F. AMP.
9006 MOD
VT 94 OSC.
VT 244 RECTIFIER
6.3 VOLTS A.C
295 VOLTS
VT 112 1ST I.F. AMP
VT 112 2ND I.F. AMP
VT 112 3RD I.F. AMP
VT 176 4TH I.F. AMP
VT 176 5TH I.F. AMP
VT 90 2ND DET.
6SH7 VIDEO AMP
VT 231 CATHODE FOLLOWER
I.F. INPUT
I.F. OUTPUT
IN TUNING INDICATOR SOCKET
VT 215 TUNING INDICATOR
ANTENNA (TO CABLE NO. 105)
A.C. INPUT (CABLE NO 102)
GAIN CONTROL & OUTPUT (TO CABLE NO 101-E)

Fig. 1

vanno sintonizzati nella banda dei due metri (cioè da 144 a 146 MHz). Ciò si può conseguire diminuendo lo spazio tra le spire delle tre bobine interessate (non si tocchi la bobina dell'oscillatore locale). L'aumento di induttanza che ne risulta è sufficiente per portare i circuiti a risuonare sulla frequenza interessata. Tuttavia, quando necessario, le tre bobine possono essere shuntate da tre trimmer di 10 pF max ciascuno. Fare attenzione a non danneggiare le tre bobine e ad evitare di porre in cortocircuito qualche spira.
Se si desidera allargare la banda dei due metri, si potrà montare un piccolo condensatore variabile di 5 pF massimi in parallelo alla bobina dell'oscillatore. L'albero di questo ultimo condensatore può essere infilato nel foro lasciato libero dall'interruttore rimosso.

c) Modifiche BF.

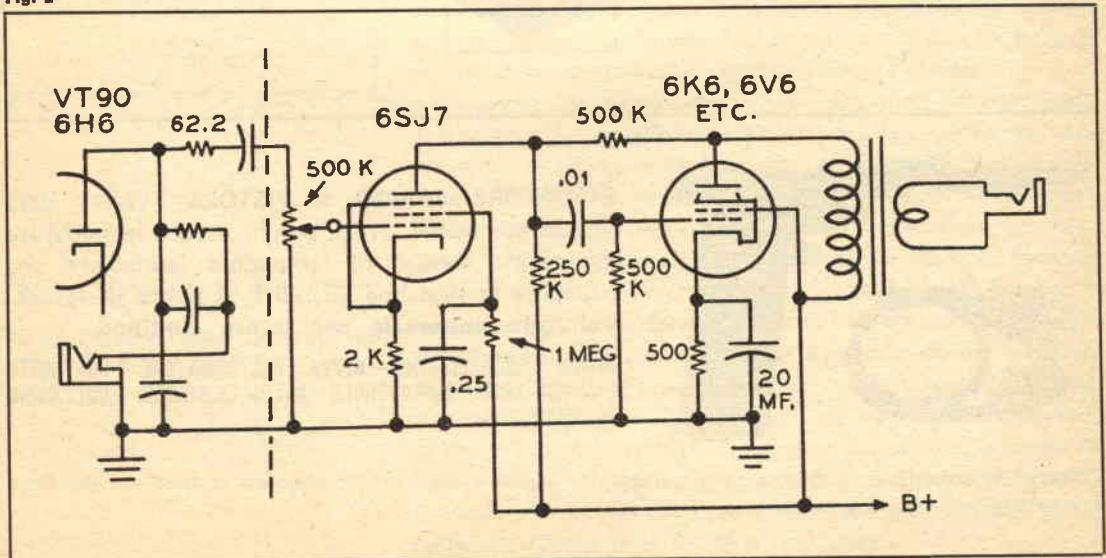
Sostituire la resistenza 67-2 (resistenza di griglia dell'amplificatore video) con un potenziometro da 500 kΩ (il cursore del potenziometro va collegato alla griglia dell'amplificatore video). Questo potenziometro serve ora da controllo di volume e può essere montato in uno dei fori del pannello frontale. Il potenziometro è logaritmico e provvisto di interruttore che serve ad interrompere l'alimentazione; l'interruttore esistente potrà servire da standby semplicemente collegandolo in serie ad un capo del secondario ad alta tensione del trasformatore di alimentazione.

d) Modifiche IF.

Nel foro lasciato libero dal fusibile di scorta può essere siste-

Fig. 1 - Schema elettrico del ricevitore surplus 1068A oppure 1161A.

Fig. 2 - Variante alla bassa frequenza del ricevitore 1068A - 1161A.

Fig. 2

mato un potenziometro a filo da 5000 Ω che servirà da controllo del guadagno a frequenza intermedia. Il cursore centrale va collegato a massa ed uno dei due terminali (uno solo) va collegato al punto « B » del connettore 125 di fig. 1.

e) Note.

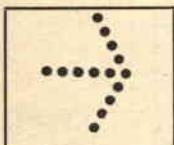
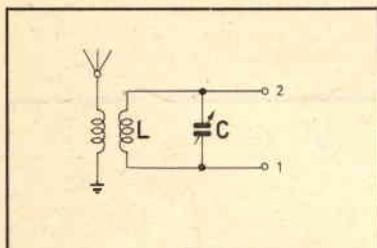
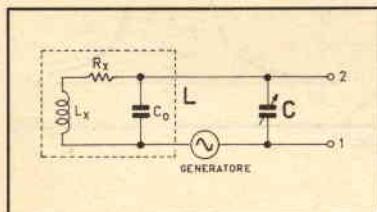
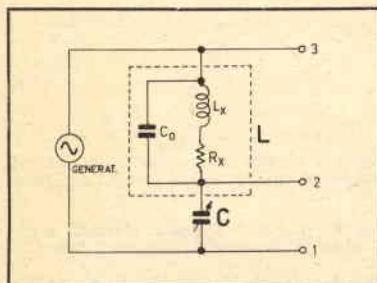
Il guadagno a radiofrequenza può essere notevolmente migliorato sostituendo le prime due valvole con il tipo WE717 oppure con altre più moderne e sostituendo le resistenze di carico degli avvolgimenti (secondari) con una di 100.000 Ω. Ciò stringerà la banda passante ed aumenterà il guadagno. In aggiunta, al jack « phone » (129/2) può essere collegato uno strumento da 0-1 mA che fungerà da S-meter. Il ricevitore va allineato nella maniera convenzionale, impiegando un buon generatore di segnali. Il guadagno di bassa frequenza non è adeguato ed è pertanto consigliabile sostituire la valvola 6SN7 dello stadio d'uscita con un amplificatore (fig. 2) formato da un pentodo 6SJ7 ed un pentodo di potenza 6V6 oppure 6K6.

INSOLITE MISURE CON STRUMENTI DA PRINCIPIANTE

1

2

3

Fig. 1 - Schema elettrico di un circuito elementare LC.

Fig. 2 - Circuito reale, equivalente del circuito di fig. 1.

Fig. 3 - Variante del circuito di fig. 2.

Forse pochi principianti, in possesso di un modesto generatore di segnali di radiofrequenza e di un voltmetro elettronico, sanno che è possibile misurare l'**induttanza**, il **fattore di merito**, la **reattanza**, la **capacità**, l'**impedenza** e la **frequenza di risonanza** di una bobina.

È scopo del presente articolo descrivere il modo ed il circuito In fig. 1 è lo schema elettrico di principio del familiare circuito d'ingresso di un ricevitore ed è formato di una induttanza e di un condensatore variabile, ignorando, per il momento, la bobina che fornisce il segnale, cioè quella di accoppiamento). Questo circuito si sintonizza su una data stazione poichè, ad ogni posizione del condensatore di sintonia, il circuito è risonante ad una determinata frequenza, cioè viene sintonizzato a quella frequenza. La tensione ai capi della combinazione bobina-condensatore e misurata tra i punti A e B è parecchie volte la tensione d'ingresso alla frequenza di risonanza. Ma i segnali inferiori o superiori alla frequenza di risonanza ai capi di A e B hanno un valore assai basso. In fig. 4 è rappresentata la curva di risposta di un circuito sintonizzato simile a quello di fig. 1. La frequenza di risonanza f_o (per esempio 1000 KHz = 1 MHz) produce un'ampia tensione ai capi dell'uscita A-B. Segnali di altre frequenze molto prossime a f_o (es. f_1 e f_2 rispettivamente 900 e 1100 KHz) producono ampie tensioni d'uscita, sebbene più piccole della tensione d'uscita alla frequenza di risonanza. Segnali lontani da f_o producono tensioni ancora più piccole ai capi del circuito. Così, un circuito sintonizzato fa aumentare la tensione alla frequenza di risonanza (su una limitata gamma di frequenza molto vicina a quella di risonanza).

Il circuito quindi opera una discriminazione su tutta la banda di frequenze. Le dimensioni della bobina e la capacità del condensatore determinano la frequenza di risonanza. Aumentando l'induttanza o la capacità si abbassa la frequenza di risonanza; diminuendo l'una o l'altra (o entrambe) la frequenza aumenta. Quindi una bobina fissa più un condensatore variabile formano un circuito che può essere sintonizzato su una vasta gamma di frequenze. Inoltre, la forma della curva di risposta è una funzione della qualità del circuito. Se il circuito ha un basso Q, l'aumento della tensione ai capi del condensatore non è così grande quanto quello di un circuito ad elevato Q. Si osservi, in fig. 5 e 6, che, inoltre, il responso del circuito a basso Q è largo mentre quello del circuito ad alto Q è molto più stretto Quindi il circuito ad elevato Q è molto più selettivo. Più avanti parleremo diffusamente del Q di una bobina.

Il circuito reale di fig. 1 può essere ridotto all'equivalente circuito di fig. 2. L'avvolgimento primario del circuito di fig. 1, può essere sostituito dal generatore di fig. 2. La bobina ha una certa reattanza, **Rx**, (dovuta alla piccola, ma reale resistenza del filo della bobina) ed una capacità in parallelo, C_o, (dovuta alla capacità tra le spire adiacenti della bobina).
Così, qualunque bobina **L** ha un'induttanza ideale **Lx**, una resistenza interna, **Rx** ed una capacità distribuita **Co.** Il circuito di fig. 2 è ridisegnato in fig. 3. Non è stata fatta alcuna variante al circuito, ma gli elementi del circuito sono stati disposti in modo che il circuito risulti più chiaro. Col generatore di segnali è possibile scegliere qualunque valore su una vasta gamma di segnali da applicare alla combinazione bobina-condensatore. Quindi, se si connette un voltmetro per radiofrequenza (cioè un voltmetro elettronico provvisto di probe per radiofrequenza) ai capi dei terminali A e B si può sintonizzare il condensatore C e rivelare la risonanza. Poichè la frequenza d'ingresso può essere variata, è possibile tracciare la curva di risposta in frequenza del circuito, come mostrato in fig. 1.
Fino a questo punto si è parlato esclusivamente del sistema per determinare la frequenza di risonanza, ma nulla è stato detto circa la misura del Q, dell'induttanza e della capacità.

Fig. 4

Misura del Q.

Il Q è la figura di merito di una bobina. Per misurare il Q, collegare la bobina incognita in un circuito come quello di fig. 7. Portare il generatore sulla frequenza alla quale si desidera misurare il Q. Aggiustare il condensatore C per la massima lettura del voltmetro elettronico. Quindi regolare l'uscita del generatore in modo che il voltmetro segni un opportuno valore esatto (per comodità 1 volt, oppure 10 volt, ecc.).
Registrare la frequenza del generatore, che indicheremo, in generale, f_o. Portare il generatore su una frequenza bassa finchè il voltmetro indica una lettura che equivalga alle 0,707 della precedente lettura. Indichiamo con f_1 questa nuova frequenza. Portare ora il generatore su una frequenza più alta sino ad ottenere una nuova lettura equivalente allo 0,707 del valore ottenuto in f_o. Il Q della bobina è quindi dato dalla relazione:

$$Q = fo/f_2 — f_1$$

Così se f_o è 1000 KHz e f_1 = 980 KHz e infine f_2 = 1020 KHz, il Q della bobina è:

$$Q = 1000/1020 — 980 = 1000/40 = 25.$$

Il fattore di merito di una bobina avvolta su nucleo di ferrite è maggiore, solitamente, di 100.

Misura dell'induttanza L.

Se la misura dell'induttanza di una bobina non deve essere

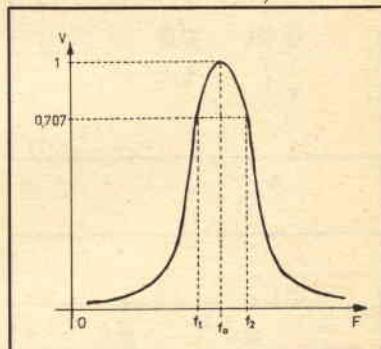



Fig. 4 - Metodo grafico per la misura del fattore di merito di un circuito risonante L-C.

Fig. 5 - Curva di risposta, piuttosto piatta e larga, di un circuito risonante a basso Q.

Fig. 6 - Curva di risposta di un circuito risonante avente un buon Q.

molto precisa, Rx e Co possono essere trascurati. Si sintonizza il circuito alla risonanza. La relazione tra f_o, L e C è:

$$f_o = 1/2\pi \sqrt{LC}$$

Risolvendo rispetto ad L:

$$L = 1/(2\pi f_o)^2 C$$

Poichè si è fatto uso di un condensatore calibrato il suo valore può essere letto direttamente sulla scala graduata, e naturalmente f_o sarà letto sulla scala del generatore. Così, se f_o è 1000 KHz e C = 100 pF sarà: $L = 1/[(6{,}28 \times 10^6)^2 \times 100 \times \times 10^{-12}] = 1/[(6{,}28)^2 \times 100] = 253\ \mu H$.

Si osservi che le unità di misura sono il ciclo per f, l'Henry per L e il Farad per C. I prefissi sono **mega** per un milione, **Kilo** per un migliaio, **micro** per un milionesimo.

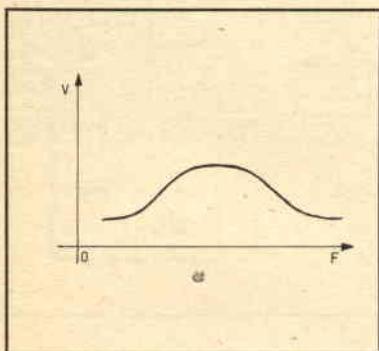
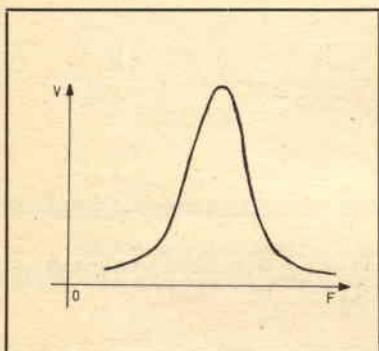



Fig. 5

Misura di Cx.

Una capacità incognita Cx può essere misurata purchè il suo valore non superi il valore massimo del condensatore calibrato.

Ci si riferisca alla fig. 7. Collegare il condensatore incognito Cx ai capi del condensatore noto C. Portare ora C alla capacità minima. Portare il generatore sulla frequenza di risonanza (massima lettura del voltmetro elettronico). Scollegare Cx e ruotare C sino alla risonanza. Leggere la capacità su C. Questa capacità, meno la capacità minima di C, è Cx.

Fig. 6

Misure più accurate.

Misura del Q: si impieghi una resistenza da 47 Ω nell'unità del condensatore calibrato. Per la misura del Q è preferibile l'uso di un valore anche più piccolo; però può accadere che il generatore ne risulti troppo caricato per cui l'uscita sia insufficiente. Se l'uscita del generatore è molto robusta, si raccomanda l'impiego di una resistenza da 5÷10 Ω 1/2 W a carbone.

Misura di L: si è detto, in precedenza, che il valore di L può essere calcolato con la formula $L = 1/[(2\pi f_o)^2 C]$. Questa formula può essere semplificata estraendo il termine $(2\pi)^2$ ed usando unità diverse. Quindi $L = 1/[(2\pi)^2 (f_o)^2 C]$ oppure $L = 25.330/[f_o)^2 C]$, dove L è in microhenry, f_o in megacicli e C in picofarad ($\mu\mu F$),

Calcolo di C_o: la capacità distribuita della bobina (C_o) può essere determinata facendo risuonare la bobina su due frequenze, l'una doppia dell'altra, ed applicando la formula:

$$C_o = (C_2 - 4\,C_1)/3$$

dove C_2 è la capacità richiesta per la risonanza alla frequenza più bassa e C_1 è la capacità necessaria per la risonanza alla capacità più alta. Si rammenta tuttavia che, specie per le bo-

bine delle onde corte, la misura di C_o è cosa assai critica, con questo sistema.

Misura di Lx: l'induttanza ideale di una bobina (Lx) può essere determinata mediante la seguente formula: $Lx = 19.000/[f^2(C_2 - C_1)]$, dove C_2 e C_1 sono i valori misurati più sopra e f è la frequenza più bassa. Le unità di misura sono il microhenry, il megaciclo, ed il picofarad.

Calcolo di Cx: quando il condensatore da misurare è superiore alla capacità massima, meno il valore minimo, del condensatore calibrato, il metodo diretto, menzionato più sopra, non può essere impiegato. Collegare Cx ai capi di C, portare C alla capacità 50 pF, collegare una bobina da 100 µH e portare l'indice del generatore alla risonanza.

Applicare quindi la formula: $Cx = [254/(f_o)^2] - 50$, dove Cx è in µ e f_o in MHz.

Misura della reattanza: la reattanza di una bobina può essere calcolata con la formula: $X = 2 \pi f L$, dove X è in Ω, f in MHz e L in µH. La reattanza di un condensatore può essere calcolata con la formula: $X = 159.000/f C$, dove X è in Ω, f in MHz e C in pF.

Misura dell'impedenza: l'impedenza serie di una bobina può essere calcolata con la formula: $Z = X \sqrt{1 + 1/Q^2}$, dove Z e X sono in Ω.

Fig. 7

Precisione delle misure.

Molte delle misure descritte consentono di ottenere risultati con una precisione compresa tra l'1% ed il 5%, ma in molti casi l'errore sarà inferiore al 2%. La precisione è determinata principalmente dalla precisione di taratura del generatore di segnali usato, dalla precisione delle bobine standard impiegate e dalle precauzioni usate durante la lettura delle misure. Molti generatori di segnali economici presentano un'uscita assai ricca di armoniche e ciò può portare, a volte, a risultati del tutto sbagliati, se cioè si fa risuonare il circuito su un'armonica piuttosto che sulla frequenza fondamentale.

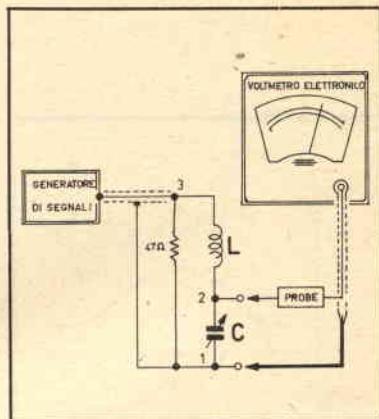
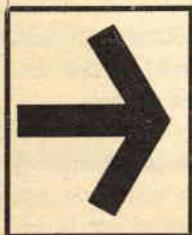
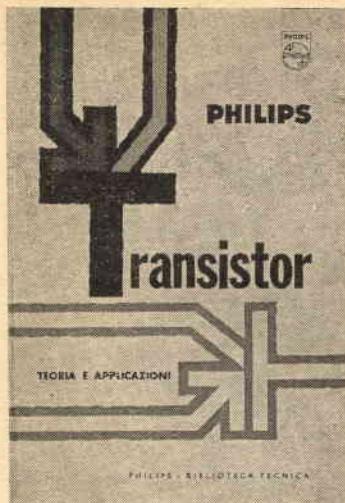



Fig. 7 - Disposizione circuitale per la misura di L e C, mediante generatore di segnali e voltmetro elettronico provvisto di probe.

QUESTO MAGNIFICO VOLUME

TRANSISTOR, TEORIA E APPLICAZIONI

SARA' VOSTRO, ASSOLUTAMENTE GRATIS INDICANDOLO NELLA CAUSALE DEL VERSAMENTO MENTRE RINNOVATE O SOTTOSCRIVETE L'ABBONAMENTO AD ELETTRONICA MESE.

Un volume, edito dalla Philips, di 300 pagine con numerosi schemi pratici di radioricevitori, preamplificatori ed amplificatori, oscillatori, convertitori, circuti di controllo e circuiti vari, riccamente e finemente illustrato in quadricromia, che esprime il meglio della tercnica più avanzata.

L'offerta è stata prorogata, in considerazione dell'enorme favore suscitato fra i nostri lettori di un altro mese vale a dire fino al 15 Marzo 1965; non perdete l'occasione di arricchire le vostre conoscenze - 300 pagine di interessantissimi argomenti e **12 NUMERI DI ELETTRONICA MESE** la rivista che vi offre il meglio dal mondo dell'elettronica nelle sue aggiornatissime recensioni e le collaborazioni più qualificate.
Abbonarsi è semplice e costa solo 2.300 lire.

Il nostro c/c. Postale è 8/1988 intestato a **Gandini Antonio Editore**, Via Centotrecento 22/A. Bologna.

ATTENZIONE PER FAVORE

Tutti coloro che desiderano l'indice generale e per argomenti delle annate 1961, 1962, 1963 di Elettronica Mese (già Settimana Elettronica) può farne richiesta alla Nostra Redazione. Via Centotrecento 22, entro il 28 Febbraio 1965

Esso vi verrà inviato gratuitamente purchè indichiate chiaramente Nome e Cognome ed indirizzo e spediate, compilato, il qui riportato tagliando.

(Ritagliare o trascrivere il presente tagliando su cartolina Postale). L'indice verrà inviato nella prima metà di Marzo. Si cestinano tutte le richieste prive di questionario.

TAGLIANDO PER RICEVERE GRATUITAMENTE L'INDICE 1961-62-63 di Elettronica Mese

Nome .... **Cognome** ....

Via .... **Città** ....

età .... **professione** ....

ARGOMENTI PREFERITI:

☐ Attualità elettroniche
☐ Telecomandi
☐ Ricezione
☐ Trasmissione
☐ Angolo del principiante
☐ Surplus

Argomenti non puramente elettronici come:

☐ Elettrotecnici
☐ Modellismo
☐ Cibernetica

AMPLIFICATORE B. F. A SIMMETRIA COMPLEMENTARE DA 1,2 W

Si descrive un circuito di amplificazione con una potenza d'uscita di 1,2 W, alimentato a 9 V ed equipaggiato con il gruppo 40809.
La stabilizzazione per la variazione della temperatura ambiente è effettuata con una resistenza NTC. Il funzionamento è stabile per una temperatura ambiente di 45 °C.
Con una tensione d'ingresso di 10 mV si ottiene la potenza d'uscita di 1,2 W con una distorsione armonica del 10%.
La banda passante a —3 dB è compresa fra 130 e 10.000 Hz.
L'amplificatore è composto di tre stadi accoppiati fra loro in corrente continua:

- Stadio d'uscita a simmetria completamente funzionante in classe B equipaggiato con la coppia AC 127/128.
- Stadio pilota equipaggiato con un AC 128.
- Stadio preamplificatore equipaggiato con un AC 127.

Questi quattro transistor formano nel loro assieme un gruppo denominato 40809 che, mediante particolari criteri di selezione, offre i seguenti vantaggi:
— Bassa dispersione nei guadagni.
— Risparmio di componenti rispetto ai normali circuiti ad accoppiamento R.C., dovuto all'accoppiamento in corrente continua.
— Basso rumore del transistor di ingresso.
Per ottenere il massimo guadagno di potenza sono state eliminate le resistenze di emettitore dello stadio finale.
La stabilità termica è assicurata da una resistenza NTC tipo B8.320.01P/130E la quale provvede a ridurre la tensione fra le basi dei transistor finali all'aumentare della temperatura ambiente in modo da limitare entro un intervallo relativamente ristretto la corrente di riposo dei transistor stessi.
La corrente di riposo a 25 °C e di 4÷5 mA ed aumenta fino a circa 10 mA con una temperatura ambiente di 45 °C.
La corrente del transistor pilota è limitata a 7÷8 mA valore sufficiente per pilotare al massimo i transistor finali.
Il preamplificatore è polarizzato per una corrente di 0,7÷0,8 mA.
L'assorbimento senza segnale è di 13÷14 mA (25 °C). Per una potenza di 1,2 W l'assorbimento è di 170-180 mA.
Prestazioni
— Impedenza di carico: 8 Ω
— Tensione di alimentazione: 9 V
— Sensibilità:

Vi (mV)	Po (mW)	d_{tot} (%)
1,4÷1,7	50	0,7÷1,2
8÷10	1200	8÷10

— Banda passante (rispetto 1 kHz e 50 mW): compresa fra

Fig 1

Schema elettrico dell'amplificatore di bassa frequenza a simmetria complementare da 1,2 W.
Tutte le resistenze sono da 1/2 W.

130 e 10.000 Hz.

— Impedenza d'ingresso: circa 5.000 Ω.

— Reazione negativa: 4 dB.

Per garantire il funzionamento stabile e continuo anche nella condizione di massima dissipazione, i transistor finali devono essere fissati mediante un'aletta tipo 56226 su di una piastra di alluminio di almeno 12,5 cm^2 di superficie.

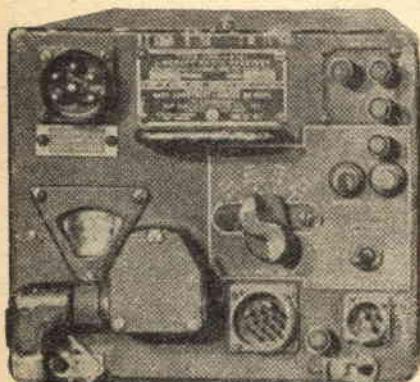
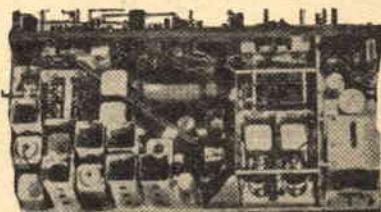
SM/2008

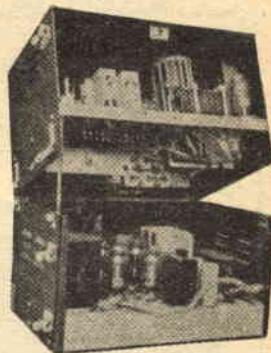
attenzione: formidabile!

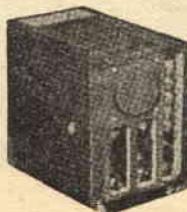
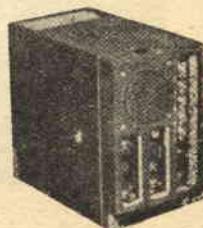
Dal prossimo numero descriveremo la scatola di montaggio del Byld di lusso. L'SM/2008, stupendo televisore da 23", che tutti potranno costruirsi: una realizzazione della GBC italiana.
Prenotate oggi stesso la scatola di montaggio presso la più vicina sede GBC.

SILVANO GIANNONI

S. Croce sull'Arno
Via Lami - Tel. 44636
cc/p. 22/9317

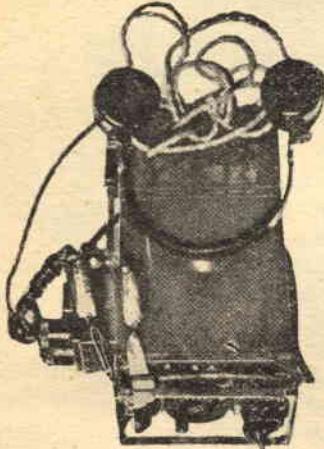
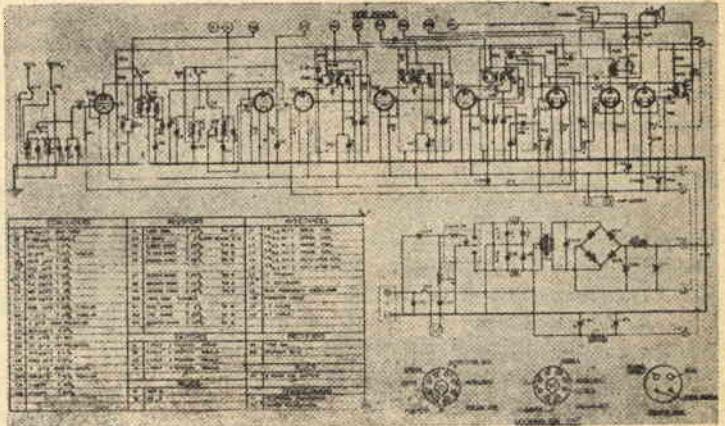
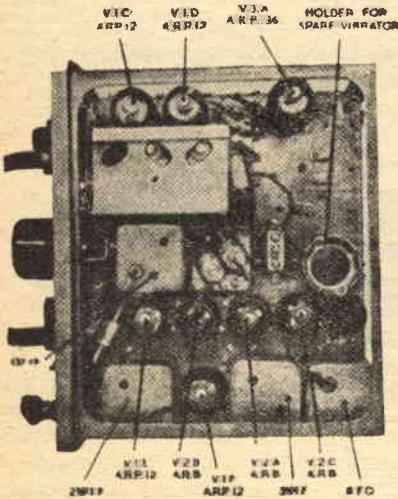
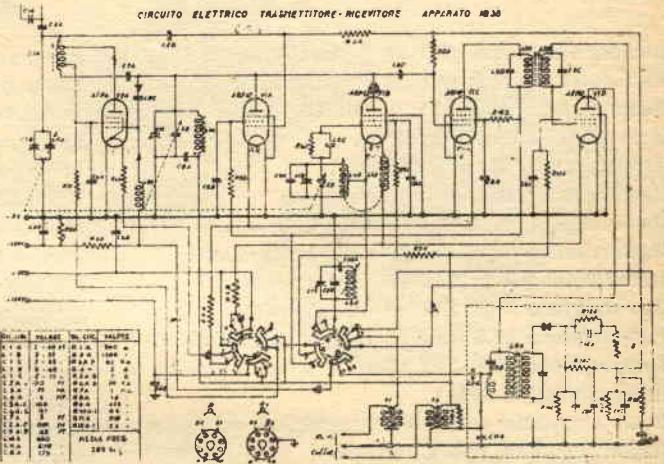
RICETRASMETTITORE MK2ZC1, in grafia e fonia - Potenza 12 watt (aumentabile a 25 watt previa sostituzione delle due 6V6 con due 6L6 e della valvola in E.C.O. con una 6V6) - Frequenza da 2 a 8 MHz suddivisa in due gamme. L'apparato è pronto per funzionare con la semplice connessione della cuffia e del microfono e, naturalmente, della batteria a 12 volt. Vengono suggerite le modifiche per l'impiego come stazione fissa, mediante aggiunta di alimentazione in c.a. in sostituzione di quello originale. La spedizione è accompagnata da dettagliate descrizioni e da schema elettrico.
Si fornisce completo delle 12 valvole, cuffia e microfono, come nuovo, senza garanzia di funzionamento, al prezzo di **L. 45.000.**

RICEVITORE PROFESSIONALE
PER RADIOAMATORI
TYPE CRV-46151 - AIRCRAFT
RADIO - RECEIVER
FREQUENCY RANGE: 195 TO 9050 Kc.
A UNIT OF MODEL
ARB - AIRCRAFT - RADIO
Da 4.5 a 9.05 mcs = 40 metri
Da 1.6 a 4.5 mcs = 80 metri
Da 560 a 1600 Kc
Da 195 a 560 Kc
L. 30.000
COMPLETO DI VALVOLE,
ALIMENTAZIONE E DINAMOTOR

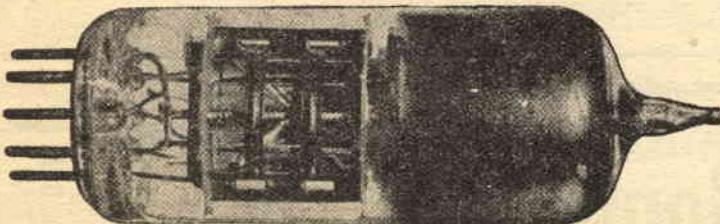
BC 669 RT. COSTRUZIONE U.S.A. MONTATO IN DUE RACK UNITI IN UNO - MISURA COMPLESSIVA cm 90 x 48 x 45; peso Kg. 44. Nel **RACK INFERIORE** è montato il modulatore completo di cui fanno parte 4,6L6 - 1,6J5, condensatori olio, 1000 V. 8 μF, relè per comando a distanza, altoparlante, strumento 1 ma, bocchettoni per presa, alimentazione esterna, lo strumento 1 ma lavora su tre comandi shuntati coi quali si può rilevare: percentuale di modulazione, corrente di griglia delle due 807, del P.A. finale, tensione di placca delle valvole finali di A.F., lampadine spia indicatrici di T.R. **SUL RACK SUPERIORE:** il ricevitore **SUPERETERODINA** a gamma larga ed il trasmettitore speciale. **Speciale in quanto comporta 12 cristalli** che lavorano in sei frequenze fisse sull'espansione della prima gamma da **1700-2700 KHz e su altre sei frequenze** fisse sulla **seconda gamma da 2700-4400 KHz. Questi cristalli lavorano sulla griglia di una 6L6 pilota. Sulla placca della 6L6 sono determinati 6 circuiti oscillanti ognuno facente parte a sè e formato dal suo relativo condensatore variabile in aria e bobine sintonia argentate.** La taratura da sottoporre a nostro piacimento, di conseguenza determinerà la frequenza di pilotaggio per le **2 807 finali A.F. Il PA finale è composto di due bobine argentate con scorrimento sulle stesse di contatti variabili automatici in modo da poter avere le sintonie a piacere, tanto per quella di aereo come per quella di sintonia del PA. Il Rack di sopra comprende lo strumento per la corrente di antenna nonchè il relè** ricezione-trasmissione. Questo apparato montato con materiale di alta classe, compreso i commutatori ceramici e argentati coi quali ognuno può capire a prima vista che si può con la sola aggiunta di un VFO ed un convertitore trasformare in un **RT di altra classe** sulle frequenze di **28-20-14-7-3,5 MHz.** Viene venduto, mancante dell'altoparlante e dei due strumenti e dei cristalli a **L. 50.000.**

Tipo BC683, in condizioni perfette.
Usa 10 valvole: una 6AC7 amp. RF; una 6AC7 convertitrice; una 6J5 oscillatrice; una 12SG7 amp. MF; una 12SG7 2 o amp. MF; una 6AC7 limitatrice; una 6H6 rivelatrice; una 6V6GT finale audio + 2 valvole 6SL7GT antidisturbo, AVC, amplificatrici BF.
Gamma utile: da 27 a 39,1 MHz. Sensibilità pari a 1 μV, che lo classifica ricevitore da laboratorio.
Completo di altoparlante e del pannellino di controllo. Senza le valvole, ma completo di ogni particolare, garantito funzionante.
Con questo ricevitore potrete ascoltare radio-amatori di tutto il mondo e stazioni lontanissime come se fossero la « locale »; l'adattamento è facilissimo: basta connetterlo ad un alimentatore in grado di fornire 12 V per i filamenti e 250 V per la tensione anodica.

L. 40.000

BC603

BC603

SILVANO GIANNONI

S. Croce sull'Arno
Via Lami - Tel. 44636
cc/p. 22/9317

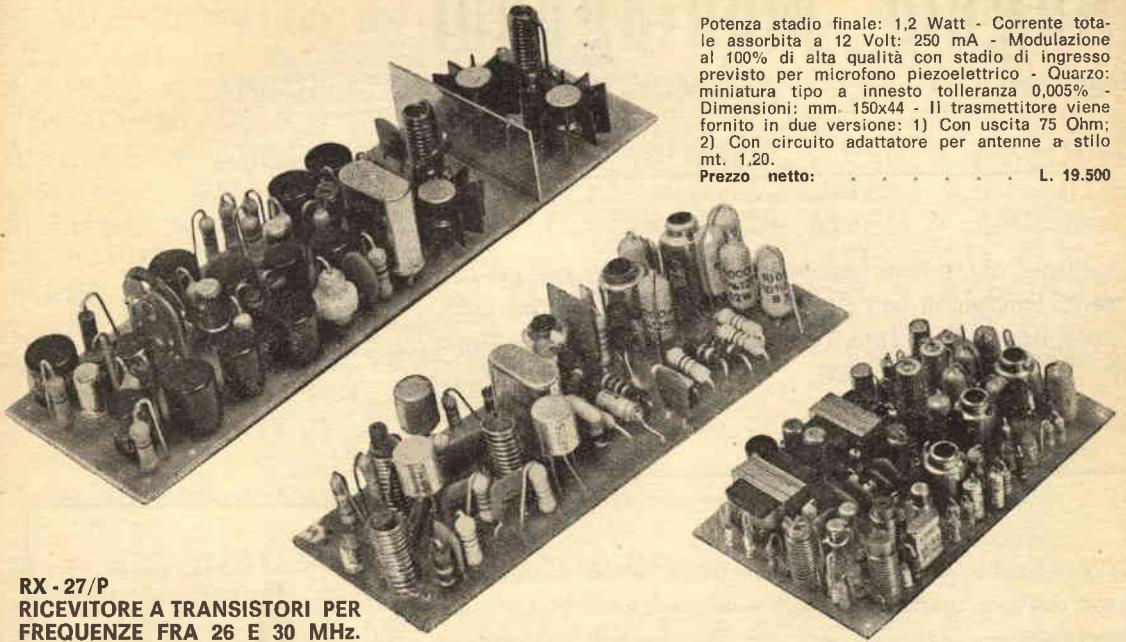
Radiotelefono portatile n. 38. - Potenza 5/6 watt - 5 valvole di cui una speciale in trasmissione « ATP 4 » - Circuito ricevitore supereterodina con 4 « ARP 12 » - Frequenza di lavoro da 7,4 a 9 MHz. - Lavora con antenna a stilo di m. 1,25 per le portate più lunghe - 3 batterie in serie da 67 volt con cassettina aggiunta per contenerle - Dimensioni cm. 18 x 10 x 6 - Laringofono speciale magnetico - Completo di valvole e cuffia - Si fornisce schema con istruzioni.

OCCASIONE L. 13.000

PREZZO SPECIALE - R109 Ricevitore 40/80 metri **L. 17.000**

Vendiamo stampati doppi di questo foglio, raffiguranti 80 schemi di apparecchiature surplus . **L. 1500**

Offriamo 10 valvole 6AN8 - 5AN8 - speciali U.S.A. garantite 5 pezzi . . . . **L. 2200**

6AN8 tubo triodo pentodo a 6,3 volt, indiretto per UHF.
Cadauna . . . **L. 2800**

TRC - 27 - TRASMETTITORE A TRANSISTORI COMPLETO DI MODULAZIONE

Potenza stadio finale: 1,2 Watt - Corrente totale assorbita a 12 Volt: 250 mA - Modulazione al 100% di alta qualità con stadio di ingresso previsto per microfono piezoelettrico - Quarzo: miniatura tipo a innesto tolleranza 0,005% - Dimensioni: mm. 150x44 - Il trasmettitore viene fornito in due versione: 1) Con uscita 75 Ohm; 2) Con circuito adattatore per antenne a stilo mt. 1,20.

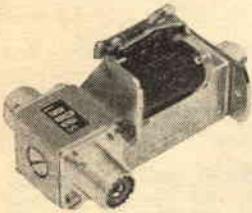
Prezzo netto: . . . . L. 19.500

RX - 27/P
RICEVITORE A TRANSISTORI PER FREQUENZE FRA 26 E 30 MHz.

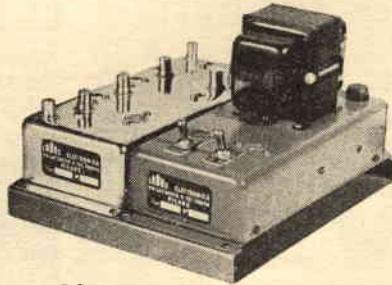
Sensibilità di entrata: 2 microvolt - MF: 470 Kc.
Oscillatore controllato a quaro.
Alimentazione: 9 volt.
Consumo: 8 mA.
Dimensioni: mm 120 x 42.
Impieghi: Ricevitori ultrasensibili per radiotelefoni - Radiocomandi.
PREZZO NETTO: **L. 9.500.**

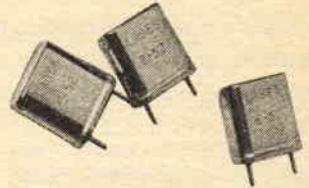
RICEVITORE PROFESSIONALE A TRANSISTORI COMPLETO DI BASSA FREQUENZA ULTRAMINIATURIZZATO.

Sensibilità di entrata: 1 microvolt.
Selettività: a ± 9 Kc/s = 22,5 dB
Potenza di uscita: 250 mW.

RM - 12

Impedenza di ingresso: 52-75 ohm.
Impedenza di uscita: 3,5 ohm.
Consumo: 50 mA.
Dimensioni: mm 100 x 58.
Oscillatore controllato a quarzo.
PREZZO NETTO: **L. 24.000.**

CR - 6
RELE' COASSIALE PROFESSIONALE

Frequenze fino a 500 MHz.
Impedenza: 52 o 75 Ohm.
Tensione di eccitazione: 6 e 12 volt. c.c.
PREZZO NETTO: **L. 7.500.**

CO5 - RA
CO5 - RS
CO5 - RV

Convertitore a Nuvistor per 144-146 MHz.
Convertitore a Nuvistor per 135-137 MHz (satelliti).
Convertitore a Nuvistor per 118-123 MHz (gamme aeronautiche).
PREZZO NETTO: **L. 24.000.**

QUARZI MINIATURA

Per apparecchiature e applicazioni professionali. - Fornibili per qualsiasi frequenza a richiesta da 5000 Kc a 60 MHz. Massima precisione e stabilità. Temperatura di lavoro: 20° ÷ + 90°. Per frequenze da 26 a 30 Mc **L. 2.900 cadauno.**
Per altre frequenze a richiesta **L. 3.500 cadauno.**
CONSEGNA: 10 giorni dall'ordine.
Spedizione in contrassegno.

N.B. I ricevitori e il trasmettitore sono disponibili per pronta consegna nelle seguenti frequenze: 27.000 - 27.120 - 27.125 - 28.000 - 29.000 - 29.500 - 29.700. Per frequenze a richiesta fra 26 e 30 Mc: Consegna 15 gg.

ELETTRONICA SPECIALE LABES

MILANO - VIA LATTANZIO, 9 - TEL. 59.81.14

SPEDIZIONE IN CONTRASSEGNO

Angelo Montagnani

Continua con enorme successo la vendita del **Radiotelefono 68 P.**, completo di tutti gli accessori, valvole, microfono, cuffia, tasto, istruzioni per l'uso. (Vedi Ns. inserzioni su questa Rivista N. 10 - 11 - 12 Anno 1964).

Convertitori a vibratore con alimentazione 12 volt dc uscita 220 volt corrente alternata 200 watt - 100 periodi, adatti per radio, televisione, amplificatori, ecc. Vengono venduti funzionanti e provati prima della spedizione al prezzo di **L. 25.000** compreso imballo e porto fino a Vs. destinazione.

Microtelefoni nuovi elettrodinamici, sia il ricevitore come il trasmettitore, senza eccitazioni e con funzionamento anche a lungo raggio. Vengono venduti al prezzo di **L. 5.000 cad.**, compreso imballo e porto fino a Vs. destinazione.

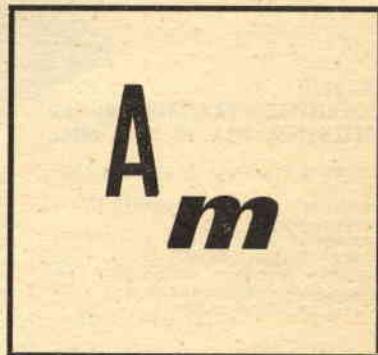
Ricevitori BC455 con medie a 2830 Kc.

Gamma coperta da 6 a 9,1 Mc.

Valvole impiegate dal ricevitore:

N. 3 - 12SK7 - N. 1 - 12A6 - N. 1 - 12SR7 - N. 1 - 12K8.

Viene venduto privo di valvole e di alimentazione, però completo di tutte le sue parti vitali al prezzo di **L. 5.000** compreso imballo e porto fino a Vs. destinazione.

Si vende a parte valvole per lo stesso apparato, al prezzo di **L. 500 cad. PER L'INTERA SERIE L. 3.000.**

Negozio
Via Mentana 44
Tel. 27.218

Casella Postale 255 -
LIVORNO

Materiale Radio
Telefonico
Telegrafico
e Trasmissione
Surplus

Valvole termoioniche
Vetro e metallo
Surplus

CONDIZIONI DI VENDITA

Pagamento per contanti da abbinarsi all'ordine. A mezzo versamento sul Ns. c.c.p. 22/8238. Oppure con assegni circolari o postali. Per ordini in contrassegno inviare metà dell'importo, considerando che aumenteranno L. 200 per diritti di assegno postali.

ABBONATEVI AD ELETTRONICA MESE • ABBONATEVI AD ELETTRONICA MESE • ABBONATEVI AD ELETTRONICA MESE

ABBONATEVI AD ELETTRONICA MESE • ABBONATEVI AD ELETTRONICA MESE • ABBONATEVI AD ELETTRONICA MESE

PHILIPS

Transistor

TEORIA E APPLICAZIONI

PHILIPS - BIBLIOTECA TECNICA

ABBONATEVI AD ELETTRONICA MESE

attenzione alle nuove condizioni di abbonamento

Lire 2.300 annue

Ancora una volta ELETTRONICA MESE, fedele alla tradizione che la vuole una fra le più qualificate riviste di tecnica elettronica, offre a tutti coloro che si abboneranno ad ELETTRONICA MESE una fra le più congeniali pubblicazioni in campo elettronico la cui firma da sola giustifica l'alto valore, quando non bastasse quello di copertina: « TRANSISTOR, TEORIA ED APPLICAZIONI » edita dalla Philips, 300 pagine per l'elettronico esigente. Un volume fuori dagli schemi tradizionali, che fonda il suo programma su valori rigidamente teorici, pur curando l'estrema semplicità dell'esposizione. UN VOLUME (in lingua italiana), IN OMAGGIO a tutti coloro che si abboneranno o rinnoveranno il proprio abbonamento entro il 28 Febbraio 1965. Ancora un dono che da solo vi ripagherà della spesa sostenuta: E' UN AFFARE SICURO ABBONARSI AD ELETTRONICA MESE. Abbonarsi è semplice. Basta eseguire presso qualsiasi Ufficio Postale un versamento di L. 2.300 sul conto corrente 8/1988 intestato a Gandini Antonio Editore. Via Centrotrecento, 22/A - Bologna.

ABBONATEVI AD ELETTRONICA MESE • ABBONATEVI AD ELETTRONICA MESE • ABBONATEVI AD ELETTRONICA MESE

'65
ecco
PER VOI
LA NUOVA EDIZIONE DELL' ENCICLOPEDIA DEI COMPONENTI ELETTRONICI
EDITO DALLA
G.B.C.
italiana